

**REDISTRIBUIDOR DE CORRENTES PARA REDES
DE DISTRIBUIÇÃO EM CORRENTE
CONTÍNUA BIPOLARES**

JACKSON LAGO

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

Jackson Lago

**REDISTRIBUIDOR DE CORRENTES PARA REDES DE
DISTRIBUIÇÃO EM CORRENTE CONTÍNUA
BIPOLARES**

Florianópolis

2011

Jackson Lago

**REDISTRIBUIDOR DE CORRENTES PARA REDES DE
DISTRIBUIÇÃO EM CORRENTE CONTÍNUA
BIPOLARES**

Dissertação submetida ao programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
para a obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Marcelo Lobo Heldwein,
Dr. Sc.

Florianópolis

2011

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

L177r Lago, Jackson

Redistribuidor de correntes para redes de distribuição em corrente contínua bipolares [dissertação] / Jackson Lago ; orientador, Marcelo Lobo Heldwein. - Florianópolis, SC, 2011.

188 p.: il., grafs., tabs.

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

Inclui referências

1. Engenharia elétrica. 2. Correntes contínuas. 3. Redes de distribuição. 4. Microredes. I. Heldwein, Marcelo Lobo. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU 621.3

Jackson Lago

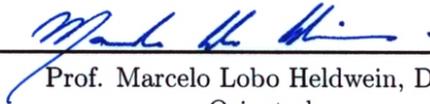
**REDISTRIBUIDOR DE CORRENTES PARA REDES DE
DISTRIBUIÇÃO EM CORRENTE CONTÍNUA
BIPOLARES**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 30 de março 2011.



Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica



Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Sc.
Orientador

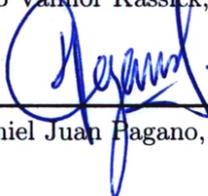
Banca Examinadora:



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.



Prof. Daniel Juan Pagano, Dr.

AGRADECIMENTOS

À minha família, em especial aos meus pais, por tudo.

Ao meu orientador, Prof. Marcelo Lobo Heldwein, pela excelente orientação, dedicação e pela confiança depositada.

Aos professores da banca examinadora, Ivo Barbi, Ênio Valmor Kassick e Daniel Juan Pagano, pelas contribuições para a melhoria do trabalho e por todo o conhecimento compartilhado.

Aos demais professores do INEP, Samir Ahmad Mussa, Arnaldo José Perin, Denizar Cruz Martins, Hari Bruno Mohr e João Carlos dos Santos Fagundes, pelos ensinamentos transmitidos.

Aos colegas de sala e amigos, Daniel Córdova Roth, Paulo Augusto Garcia Tatim (Paulinho), Eduardo Valmir de Sousa (Gordo), Marcos Tadeu Coelho (Pablito), Ivan Horvarth Codas (Paragua), Bruno Scortegagna Dupczak (Brrrruno), Ronieri Henrique de Oliveira (Roni) e Hugo Rolando Estofanero Larico, por me aturarem no dia-a-dia, por todo o apoio técnico e pela amizade.

Aos demais colegas do INEP, em especial, Walbermark Marques dos Santos (Walber), Adriano Ruseler (Alemão), Alessandro Luiz Batschauer, Joselito Anastácio Heerd (Zé), Joabel Moia, Marcello Costa Maccarini e Alan Dorneles Callegaro, pelos mais diversos motivos.

Aos amigos fora do INEP, em especial ao Daniel Tenfen e Renan Augusto Starke.

À todos os funcionários do INEP, por propiciarem as condições para a realização deste trabalho.

À UFSC e à CAPES, pela oportunidade e auxílio financeiro.

*“Research is what I’m doing when I don’t
know what I’m doing.”*

Wernher von Braun

RESUMO

Redes ativas de distribuição aparecem como uma solução para os desafios de distribuição de energia. Neste contexto, sistemas em corrente contínua apresentam potencial para reduzir as perdas e os custos de equipamentos eletrônicos. A eletrônica de potência é o principal facilitador para esta iniciativa e pesquisas estão em andamento, a fim de encontrar soluções e avaliar os requisitos e benefícios para os conversores de potência aplicados à sistemas de corrente contínua. Há evidências de que redes em CC bipolares são vantajosas, devido à maior confiabilidade e aumento da capacidade de transmissão de potência. Nestas redes, as correntes são tipicamente desbalanceadas e, portanto, as perdas dos alimentadores e retificador aumentam. Outro desafio em redes ativas de distribuição em CC é a estabilidade global do sistema, devido à presença de fontes de geração de energia distribuídas e cargas eletrônicas. Este trabalho propõe um conversor de potência e seus princípios de controle, que é capaz de balancear as correntes em uma rede CC bipolar e melhorar sua estabilidade. Seus princípios de funcionamento, a modelagem orientada ao controle e implementação em laboratório são apresentados e verificados experimentalmente.

Palavras-chave: Redistribuidor de correntes. Redes de distribuição em corrente contínua. Microredes.

ABSTRACT

Future active distribution networks appear as a solution to the energy distribution challenges. In this context, direct current systems show potential for reducing losses and electronic equipment costs. Power electronics is the main enabler to this initiative and strong research efforts are ongoing in order to find solutions and evaluate the benefits and requirements for the power converters to be applied in DC systems. There is evidence that bipolar DC networks are advantageous due to higher reliability and increased power transmission capability. In such a network, currents are typically unbalanced and, thus, increase feeder and rectifier losses. Another challenge in DC active distribution networks is the overall voltage stability due to the presence of distributed energy resources and loads with their power electronics interfaces. This work proposes a power converter and its control principles, which is able to balance the currents in a bipolar DC network and improve its stability. Its operation principles, control oriented modeling and laboratory implementation are presented and verified through experiments.

Keywords: Current redistributor. DC distribution networks. Microgrids.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Configuração da rede de distribuição em corrente contínua.....	33
Figura 2	Conexão das cargas à rede.....	35
Figura 3	Retificador 12 pulsos idealizado.....	36
Figura 4	THD da corrente de entrada de um retificador 12 pulsos idealizado com cargas desequilibradas.....	38
Figura 5	Retificador NPC.....	39
Figura 6	Modelo do retificador trifásico PWM a três fios no espaço $dq\phi$	40
Figura 7	Interruptor equivalente do retificador NPC.....	41
Figura 8	Modelo para a tensão total do barramento CC do conversor NPC a três fios.....	41
Figura 9	Modelo para a tensão de desequilíbrio do barramento CC do conversor NPC a três fios.....	42
Figura 10	Máximo desequilíbrio de potência nos barramentos de saída compensado pelo retificador utilizando modulação senoidal e vetorial.....	43
Figura 11	Retificador de dois níveis com balanceador do ponto central do barramento de saída.....	45
Figura 12	Princípio de operação do balanceador de tensão.....	46
Figura 13	Modelo dinâmico para a corrente do balanceador de tensão.....	47
Figura 14	Modelo simplificado da rede para a análise das perdas nos alimentadores em regime permanente.....	49
Figura 15	Configuração da rede de distribuição em corrente contínua com a inclusão de redistribuidores de corrente.....	50
Figura 16	Rede com redistribuidor de correntes.....	54
Figura 17	Representação simplificada do redistribuidor de correntes.....	54
Figura 18	Redistribuidor de correntes atuando como redistribuidor de potências.....	57
Figura 19	Transferência de potência da rede para barramento de saída do conversor.....	58
Figura 20	Interpretação da teoria $p-q$ [1].....	59

Figura 21 Seccionamento da linha negativa devido à atuação de uma proteção.....	63
Figura 22 Fornecimento de potência às cargas do barramento negativo.....	64
Figura 23 Fornecimento de potência às cargas do barramento negativo a partir do barramento positivo.....	65
Figura 24 Controle da tensão no barramento negativo.....	66
Figura 25 Planta da malha de controle da tensão no barramento negativo.....	66
Figura 26 Rede de distribuição CC e de sua interface com a rede CA.....	70
Figura 27 Malhas de controle das tensões de saída do retificador .	71
Figura 28 Plantas de (a) modo diferencial e (b) modo comum a serem controladas pelas malhas de controle da tensão total do barramento e equilíbrio entre as tensões do barramento positivo e negativo.....	71
Figura 29 Função de transferência da tensão de saída do retificador pela sua referência em componentes de modo comum e diferencial.	73
Figura 30 Impedância de saída de modo comum e de diferencial do retificador.....	74
Figura 31 Rede de distribuição.....	74
Figura 32 Impedância de saída do barramento positivo vista no ponto de conexão com as cargas.....	75
Figura 33 Deslocamento dos polos e zeros ressonantes no plano s com o aumento da capacitância C_c	77
Figura 34 Rede de distribuição decomposta em: (a) circuitos equivalentes de modo comum e (b) de modo diferencial.....	79
Figura 35 Impedância de saída da rede decomposta em componentes de modo comum e diferencial vista no ponto de conexão com as cargas.....	79
Figura 36 Sistema com amortecimento ativo.....	81
Figura 37 Filtro passa-baixas representando a dinâmica das malhas de controle das correntes de entrada do retificador e filtro passa-altas imposto para seleção de frequência de atuação do amortecimento ativo.....	82
Figura 38 Lugar das raízes para a malha de amortecimento ativo de modo diferencial.....	83

Figura 39 Impedância de saída de modo diferencial para a rede com e sem amortecimento ativo.	83
Figura 40 Impedância de saída de modo comum para a rede com e sem amortecimento ativo.	84
Figura 41 Detalhe da oscilação na resposta à degrau de corrente de modo diferencial.	84
Figura 42 Detalhe da oscilação na resposta à degrau de corrente de modo comum.	85
Figura 43 Impedância de saída do barramento positivo da rede com e sem amortecimento ativo.	85
Figura 44 Estruturas de potência (parte 1) baseadas em conversores tipo (a) <i>buck</i> e (b), (c), (d) <i>boost</i>	89
Figura 45 Estruturas de potência (parte 2) baseadas em conversores tipo (e) <i>buck</i> e <i>boost</i> e (f) <i>buck-boost</i>	90
Figura 46 Modulação.	93
Figura 47 Circuitos equivalentes dos estados de operação do redistribuidor.	93
Figura 48 Ondulação de corrente nos indutores do redistribuidor. .	94
Figura 49 Ondulação parametrizada de corrente nos indutores do redistribuidor.	95
Figura 50 Corrente no capacitor de saída.	97
Figura 51 Estrutura de potência do redistribuidor de correntes. .	100
Figura 52 Estrutura de potência idealizada para modelagem das correntes de entrada.	101
Figura 53 Modelo para valores instantâneos.	101
Figura 54 Modelo para valores médios quase instantâneos.	102
Figura 55 Modelo linearizado em torno do ponto de operação de regime permanente.	103
Figura 56 Ponto de operação em regime permanente.	103
Figura 57 Obtenção do padrão de modulação da perna central que desacopla as correntes de entrada do redistribuidor.	104
Figura 58 Implementação do desacoplamento em variáveis absolutas.	104
Figura 59 Modelo linearizado com desacoplamento.	105
Figura 60 Estrutura de potência idealizada para modelagem da tensão de saída.	106

Figura 61 Modelo de valores médios quase instantâneos para a tensão de saída.	106
Figura 62 Modelo de valores médios quase instantâneos para a tensão de saída.	107
Figura 63 Modelo de valores médios quase instantâneos para a corrente no banco de baterias.	108
Figura 64 Excursão das razões cíclicas devido à atuação dos controladores para corrigir degraus de corrente de modo comum e diferencial.	109
Figura 65 Estrutura de controle.	113
Figura 66 Estrutura de controle.	114
Figura 67 Planta a ser controlada pela malha de controle de corrente.	116
Figura 68 Modelo do circuito de medição de corrente.	118
Figura 69 Diagrama de resposta na frequência de $G_u(z)$, $G_{q1}(z)$, $G_{q2}(z)$ e $G_{q3}(z)$	120
Figura 70 Malha de controle de corrente.	121
Figura 71 Lugar das raízes para a malha de controle de corrente.	122
Figura 72 Diagrama de pólos e zeros de malha fechada da corrente i_{cpf} em relação à: (a) referência de corrente i_{cp}^* ; (b) perturbações do tipo degraus das tensões v_o , v_{p0} e v_{0n}	122
Figura 73 Diagrama de resposta em frequência do controlador de correntes.	123
Figura 74 Resposta em frequência de malha fechada da corrente de entrada com relação à: referência de corrente, degrau de perturbação da tensão de saída v_o , degrau de perturbação da tensão de entrada v_{p0} e degrau de perturbação da tensão de entrada v_{0n}	124
Figura 75 Resposta no tempo da corrente i_{cpf} para um degrau unitário da referência i_{cp}^* obtida teoricamente (em linha cheia) e especificada (em linha tracejada).	124
Figura 76 Resposta no tempo da corrente i_{cpf} para degraus unitários das tensões v_o , v_{p0} e v_{0n}	125
Figura 77 Planta controlada pela malha de controle de tensão de saída.	125
Figura 78 Diagrama de resposta em frequência do controlador de tensão.	127
Figura 79 Diagrama em resposta em frequência da malha de con-	

trole da tensão v_o	127
Figura 80 Planta controlada pela malha de controle da corrente de neutro da rede.....	128
Figura 81 Diagrama de resposta em frequência da corrente i_{g0} em função de perturbações de i_{l0}	130
Figura 82 Diagrama de resposta em frequência do controlador da corrente de neutro.....	131
Figura 83 Diagrama de resposta em frequência em malha fechada da corrente i_{g0f} em função da corrente de referência i_{g0}^* e da perturbações de i_{l0}	131
Figura 84 Resposta temporal para a rejeição de perturbação da malha de redistribuição.....	132
Figura 85 Planta da malha de amortecimento ativo.....	132
Figura 86 Controladores da malha de amortecimento ativo.....	133
Figura 87 <i>Setup</i> de testes detalhado.....	138
Figura 88 <i>Setup</i> de testes.....	139
Figura 89 Resultados experimentais que mostram o comportamento natural da rede, sem o redistribuidor de correntes, para degraus de carga aplicado em um dos barramentos.....	140
Figura 90 Resultado experimental que mostra detalhadamente as oscilações naturais da rede.....	140
Figura 91 Resultado experimental que mostra a regulação da tensão de saída do redistribuidor.....	141
Figura 92 Resultado experimental que mostra as ondulações das correntes i_{cp} e i_{cn}	142
Figura 93 Resultado experimental que mostra a ondulação da corrente i_{c0}	142
Figura 94 Resultado experimental com redistribuidor de corrente e sem amortecimento ativo para degraus de carga tanto no barramento positivo como no negativo.....	144
Figura 95 Resultado experimental com redistribuidor de corrente e com amortecimento ativo para degraus de carga tanto no barramento positivo como no negativo.....	145
Figura 96 Resultado experimental que mostra o comportamento das correntes e tensões nos alimentadores com e sem a redistribuição de corrente para a condição de tensões balanceadas em regime....	146
Figura 97 Potência ativa e reativa instantânea para operação com e sem redistribuidor e com tensões balanceadas.....	147

Figura 98	Resultado experimental que mostra o comportamento das correntes e tensões nos alimentadores com e sem a redistribuição de corrente para a condição de tensões desbalanceadas em regime.	147
Figura 99	Potência ativa e reativa instantânea para operação com e sem redistribuidor e com tensões desbalanceadas.	148
Figura 100	Decomposição (a) das variáveis de um barramento bipolar em (b) componentes de modo comum e componentes de modo diferencial.	157
Figura 101	Retificador NPC.	161
Figura 102	Interruptor equivalente do retificador NPC.	162
Figura 103	Modelo simplificado do retificador NPC.	162
Figura 104	Modelo simplificado do retificador NPC para valores médios quase instantâneos.	163
Figura 105	Modelo do retificador NPC a três fios no espaço dqo .	165
Figura 106	<i>Setup</i> de testes.	169
Figura 107	Circuito de medição das tensões da rede.	170
Figura 108	Circuito de medição das tensões de saída do retificador.	170
Figura 109	Circuito de medição das correntes dos alimentadores da rede.	171
Figura 110	Circuito de medição das correntes de entrada do redistribuidor.	171

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Exemplos de tecnologias de geradores utilizados em co-geração e suas frequências típicas [2].	30
Tabela 2	Exemplos de tecnologias de armazenamento e suas frequências de operação típicas [2].	31
Tabela 3	Esforços de corrente dos interruptores do retificador NPC operando com modulação senoidal (SPWM) e vetorial (SVM), onde $\gamma = \frac{3}{16\pi} - \frac{1}{96}$ e \hat{I} a corrente de pico do lado CA.	44
Tabela 4	Parâmetros da rede.	73
Tabela 5	Funções do redistribuidor de correntes	87
Tabela 6	Restrições das função possíveis de ser implementadas com as estruturas das figuras 44 e 45	88
Tabela 7	Parâmetros do sistema.	111
Tabela 8	Especificação da rede e do redistribuidor.	135
Tabela 9	Características do conversor	137

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

DC	<i>Direct Current</i>
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
IGBT	<i>Insulated gate bipolar transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
PI	Controlador Proporcional Integral
PID	Controlador Proporcional Integral Derivativo
ZOH	<i>Zero-Order Holder</i> (Sustentador de Ordem Zero)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
A/D	Conversão de Analógico para Digital
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

X	[-]	Valor médio de uma variável x qualquer em regime permanente
\hat{X}	[-]	Valor de pico de uma variável x qualquer
\bar{x}	[-]	Valor médio quase instantâneo de uma variável x qualquer
\hat{x}	[-]	Valor instantâneo de uma variável x qualquer sem sua componente contínua
i_x	[A]	Corrente instantânea da fase x ($x = a, b, c$) da rede CA
v_x	[V]	Tensão instantânea da fase x ($x = a, b, c$) da rede CA
\hat{V}	[V]	Valor da tensão de pico de fase da rede CA
ω	[rad/s]	Frequência angular das tensões da rede CA
θ	[rad]	Ângulo instantâneo da tensão da fase a da rede CA
f_g	[Hz]	Frequência das tensões da rede CA
i_{Yx}	[A]	Corrente instantânea da fase x ($x = a, b, c$) do secundário em estrela do transformador
$i_{\Delta x}$	[A]	Corrente instantânea da fase x ($x = a, b, c$) do secundário em triângulo do transformador
i_{gx}	[A]	Corrente instantânea da linha x ($x = p, 0, n$) dos alimentadores da rede CC
i_{lx}	[A]	Corrente instantânea da linha x ($x = p, 0, n$) das cargas da rede CC
i_{cx}	[A]	Corrente instantânea da linha x ($x = p, 0, n$) do redistribuidor de correntes
i_{s0}	[A]	Corrente instantânea injetada pelo retificador no ponto central do barramento CC bipolar
v_{p0}	[V]	Tensão instantânea do barramento positivo da rede CC
v_{n0}	[V]	Tensão instantânea do barramento negativo da rede CC
v_{pn}	[V]	Tensão instantânea total do barramento da rede CC
α	[1]	Fator de desbalanço de potência no lado CC do retificador em regime permanente
p_{dg}	[W]	Desbalanço de potência instantâneo no lado CC do

		retificador
p_{og}	[W]	Potência instantânea total transferida pelo retificador do lado CA para o CC
p_{gp}	[W]	Potência instantânea fornecida pelo barramento positivo da rede CC
p_{gn}	[W]	Potência instantânea fornecida pelo barramento negativo da rede CC
p_{lp}	[W]	Potência instantânea das cargas conectadas ao barramento positivo da rede CC
p_{ln}	[W]	Potência instantânea das cargas conectadas ao barramento negativo da rede CC
p_{cp}	[W]	Potência instantânea drenada pelo redistribuidor do barramento positivo da rede CC
p_{cn}	[W]	Potência instantânea drenada pelo redistribuidor do barramento negativo da rede CC
p_o	[W]	Potência instantânea transferida para a saída do redistribuidor de correntes
s_x	[1]	Função de comutação de um interruptor x qualquer
d_x	[1]	Razão cíclica associada à um interruptor x qualquer
f_s	[Hz]	Frequência de comutação dos interruptores do conversor
M	[1]	Índice de modulação dos retificadores
i_{cdm}	[A]	Componente de modo diferencial das correntes do redistribuidor
i_{ccm}	[A]	Componente de modo comum das correntes do redistribuidor
i_{gdm}	[A]	Componente de modo diferencial das correntes dos alimentadores da rede CC
i_{gcm}	[A]	Componente de modo comum das correntes dos alimentadores da rede CC
i_{idm}	[A]	Componente de modo diferencial das correntes das cargas da rede CC
i_{icm}	[A]	Componente de modo comum das correntes das cargas da rede CC
\vec{i}_{abc}	[A]	Representação vetorial das correntes da rede CA
\vec{v}_{abc}	[V]	Representação vetorial das tensões de fase da rede CA
\vec{i}_{dqo}	[A]	Representação vetorial das correntes da rede CA

		no espaço dqo
\vec{v}_{dqo}	[V]	Representação vetorial das tensões de fase da rede CA no espaço dqo
\vec{d}_{abc}	[1]	Representação vetorial das razões cíclicas dos braços do retificador
\vec{d}_{dqo}	[1]	Representação vetorial das razões cíclicas dos braços do retificador no espaço dqo
B	[1]	Transformação linear de mudança de base do espaço abc par o dqo
\vec{v}_{pn}	[V]	Representação vetorial das tensões da rede CC
\vec{v}_{cd}	[V]	Representação vetorial das componentes de modo comum e diferencial das tensões da rede CC
\vec{i}_{gpn}	[A]	Representação vetorial das correntes dos alimentadores da rede CC
\vec{i}_{gcd}	[A]	Representação vetorial das componentes de modo comum e diferencial das correntes dos alimentadores da rede CC
\vec{i}_{lpn}	[A]	Representação vetorial das correntes das cargas da rede CC
\vec{i}_{lcd}	[A]	Representação vetorial das componentes de modo comum e diferencial das correntes das cargas da rede CC
\vec{i}_{cpn}	[A]	Representação vetorial das correntes do redistribuidor de correntes
\vec{i}_{ccd}	[A]	Representação vetorial das componentes de modo comum e diferencial das correntes do redistribuidor de correntes
T	[1]	Transformação linear que faz a decomposição em componentes de modo comum e diferencial
p_g	[W]	Potência instantânea real transferida pelos alimentadores
p_l	[W]	Potência instantânea real consumida pelos alimentadores
p_c	[W]	Potência instantânea real transferida para o redistribuidor
q_g	[W]	Potência reativa instantânea dos alimentadores
q_l	[W]	Potência reativa instantânea das cargas
q_c	[W]	Potência reativa instantânea do redistribuidor

β_r	[1]	Relação entre valores médios de tensão de saída e de entrada total do redistribuidor
R_g	[Ω]	Resistência equivalente dos alimentadores da rede CC
L_g	[H]	Indutância equivalente dos alimentadores da rede CC
L	[H]	Indutância de entrada do redistribuidor de correntes
C_o	[F]	Capacitância de saída do redistribuidor de correntes
C_c	[F]	Capacitância no ponto de conexão com as cargas
C_s	[F]	Capacitância de saída do retificador

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	29
2 CONFIGURAÇÃO DA REDE CC	33
2.1 INTRODUÇÃO	33
2.2 CONFIGURAÇÃO DA REDE CC EM ESTUDO	33
2.3 RETIFICADOR DE ENTRADA	35
2.3.1 Retificador 12 Pulsos Comutado Pela Rede	36
2.3.2 Retificador NPC 3 Níveis a 3 Fios	38
2.3.3 Retificador 2 Níveis a Três Fios com Estágio de Balanceamento do ponto central do barramento CC	45
2.4 PERDAS NOS ALIMENTADORES	48
2.5 REDISTRIBUIDOR DE CORRENTES	49
2.6 CONCLUSÃO	51
3 REDISTRIBUIÇÃO DE CORRENTES EM UM BARRAMENTO BIPOLAR	53
3.1 PRINCÍPIOS BÁSICOS PARA A REDISTRIBUIÇÃO DE CORRENTES E POTÊNCIAS	53
3.2 ANÁLISE DA REDISTRIBUIÇÃO DE CORRENTE E POTÊNCIA ATRAVÉS DA TEORIA DA POTÊNCIA INSTANTÂNEA (TEORIA $P-Q$)	59
3.3 REDISTRIBUIDOR UTILIZADO PARA RECRIAR O BARRAMENTO BIPOLAR PARA AS CARGAS NO CASO DA PERDA DE UM DOS ALIMENTADORES	63
3.4 CONCLUSÃO	67
4 MODELAGEM DINÂMICA DA REDE E AMORTECIMENTO ATIVO	69
4.1 INTRODUÇÃO	69
4.2 MODELAGEM DA REDE CC	69
4.3 AMORTECIMENTO ATIVO	80
4.4 CONCLUSÃO	86
5 ESTRUTURAS DE POTÊNCIA	87
5.1 INTRODUÇÃO	87
5.2 ONDULAÇÃO DAS CORRENTES DE ENTRADA	91
5.3 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES	95
5.4 CORRENTE NO CAPACITOR DE SAÍDA	97
5.5 CONCLUSÃO	98
6 MODELAGEM DO CONVERSOR	99
6.1 INTRODUÇÃO	99

6.2	MODELO PARA CORRENTES DE ENTRADA	100
6.3	MODELO PARA TENSÃO DE SAÍDA	105
6.4	MODELO PARA A CORRENTE NO BANCO DE BATERIAS	107
6.5	MODELO ESTÁTICO.....	108
6.6	CONCLUSÃO.....	110
7	ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....	111
7.1	INTRODUÇÃO	111
7.2	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	112
7.3	MALHAS DE CONTROLE DAS CORRENTES DE ENTRADA DO REDISTRIBUIDOR.....	116
7.4	MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA DO REDISTRIBUIDOR	123
7.5	MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE DE NEUTRO DA REDE	128
7.6	MALHAS DE CONTROLE DE AMORTECIMENTO ATIVO.....	130
7.7	CONCLUSÃO.....	134
8	IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	135
8.1	INTRODUÇÃO	135
8.2	ESPECIFICAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO.....	135
8.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	137
8.4	CONCLUSÃO.....	148
9	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	149
	REFERÊNCIAS	151
	APÊNDICE A – Decomposição em Componentes de Modo Comum e Diferencial.....	157
	APÊNDICE B – Modelagem Dinâmica do Retificador NPC.....	161
	APÊNDICE C – Circuitos de Medição e Condicionamento de Sinais.....	172
	APÊNDICE D – Publicações	175

1 INTRODUÇÃO

O padrão de distribuição de energia elétrica através de redes em corrente alternada foi adotado no final do século XIX, quando surgiam os primeiros sistemas de distribuição de energia elétrica voltados à iluminação. Este padrão vem sendo utilizado, quase que exclusivamente, até hoje para sistemas de energia de grande porte. Naquela época, quando travava-se a “guerra das correntes” entre Thomas Edison e George Westinghouse para definir quais dos dois sistemas, o CA (corrente alternada) ou o CC (corrente contínua), era mais vantajoso, o sistema CA apresentava clara superioridade técnica devido à facilidade de elevação e redução da tensão através de transformadores e da maior facilidade de interrupção da corrente, enquanto o principal argumento de Thomas Edison a favor da corrente contínua era o menor risco de morte por choque elétrico que este sistema trazia aos seres humanos [2, 3]. Agora, mais de um século depois, a comunidade acadêmica volta a ponderar sobre qual dos dois sistemas é mais vantajoso para os perfis de geração e consumo de energia atuais.

Com a crescente necessidade de se acomodar geração e armazenamento distribuídos em grande escala ao longo da rede, visando melhorar a utilização dos recursos naturais, e aumentar a qualidade e confiabilidade no fornecimento de energia, surgiu o conceito de microrredes. As microrredes foram inicialmente propostas em [4], que as define como: um conjunto de fontes de geração distribuída, sistemas de armazenamento e de cargas que são vistos pela rede primária como uma única entidade que pode responder aos sinais de controle central. Este conceito vem sendo ampliado até hoje, e novas funcionalidades e benefícios das microrredes vem sendo propostos na literatura. Porém, duas características das microrredes se destacam, são elas: a possibilidade de operar tanto conectada à uma rede de distribuição primária como no modo ilhada, e suportar fluxo de potência bidirecional, de modo a acomodar altos níveis de inserção de geração distribuída. Estas características são obtidas através do uso de conversores eletrônicos para o condicionamento dos fluxos de potência na microrrede e para o interfaceamento desta com a rede de distribuição primária.

Essa busca pela melhoria das redes de distribuição, adaptando-as às necessidades de consumo e geração atuais, indica que o padrão das redes de distribuição deve sofrer grandes mudanças estruturais, e que este é o momento para reavaliar se a distribuição em corrente alternada ainda é a opção mais vantajosa [2], e se não for, quais os impactos e

quais tecnologias devem ser aperfeiçoadas ou desenvolvidas para uma possível migração das redes de distribuição em corrente alternada convencionais para redes em corrente contínua.

Recentemente, diversos trabalhos surgiram na literatura comparando redes de distribuição CA e CC, e a utilização de redes de distribuição em corrente contínua parece ser vantajosa para um cenário no qual estas redes possuam alto grau de inserção de geração distribuída e que alimentam cargas predominantemente eletrônicas, que necessitam um estágio em corrente contínua [2, 5–9]. Sendo este cenário o mais provável para o futuro do fornecimento de energia elétrica.

As principais desvantagens de redes em corrente contínua são: a maior dificuldade em se interromper a corrente, o alto custo dos conversores eletrônicos e sua menor confiabilidade quando comparados aos transformadores, além da necessidade de substituir e/ou adaptar as instalações e cargas em CA utilizadas atualmente [2].

Porém, no contexto da geração e armazenamento distribuídos, as redes em CC se mostram mais bem adaptadas que as redes em CA, já que a maioria das tecnologias de geração e armazenamento de energia não podem ser conectadas diretamente à rede por operarem com tensão contínua ou com frequências diferentes das da rede em CA, como mostram as tabelas 1 e 2.

Tabela 1 – Exemplos de tecnologias de geradores utilizados em cogeração e suas frequências típicas [2].

Tecnologia	Frequência típica de saída
Microturbinas de alta velocidade	100's Hz ... kHz
Célula a combustível (CaC)	CC
Fotovoltaicos	CC
Geradores eólicos	10's Hz / CC
Geradores à combustão	10's Hz / kHz

A conexão destes geradores e armazenadores de energia em redes CA necessita de uma etapa adicional de conversão CC—CA, já que, mesmo as tecnologias que operam em CA, operam em frequências diferentes das da rede e comumente sofrem conversão do tipo CA—CC—CA. Esta etapa de conversão adicional resulta em perdas, que diminuem a eficiência global do sistema.

A utilização de distribuição em CC também parece vantajosa para as cargas, uma vez que a tendência é que a maioria destas passem

Tabela 2 – Exemplos de tecnologias de armazenamento e suas frequências de operação típicas [2].

Tecnologia	Frequência típica de saída
Hidrogênio (CaC)	CC
Água bombeada	10's Hz
Volantes de inércia (“ <i>flywheels</i> ”)	CC / kHz
Ar comprimido (microturbinas)	kHz / CC
Baterias	CC
Super-capacitores	CC

a utilizar algum tipo de conversão eletrônica com um estágio de entrada em CC. Em busca de aumentar o rendimento dos processos mecânicos, a maioria dos acionamentos de máquinas tende a ser feita eletronicamente. Hoje estes acionamentos são comumente feitos através de uma conversão CA—CC—CA, e novamente uma conversão poderia ser eliminada no equipamento se ele for alimentado em CC. A iluminação também tende a ser mais eficiente se alimentada em CC, já que lâmpadas de alta eficiência e iluminação utilizando LEDs também possuem conversores com estágio CC. Equipamentos eletrônicos em geral, como computadores, televisores, etc, possuem um retificador de entrada que seria eliminado, e cargas resistivas podem ser alimentadas tanto em CA como em CC, sendo que neste caso alimentação CA é mais vantajosa devido à facilidade de interrupção da corrente.

Em microredes em CA a relação entre a resistência e a reatância dos alimentadores tende a ser bem maior que em rede convencionais. Isso dificulta o desacoplamento do controle de potência ativa e reativa através da atuação na tensão e frequência, respectivamente, tornando o controle de microredes em CA, principalmente quando esta opera em modo de ilha, bastante complexo se comparado ao de microredes em CC, aonde apenas o controle da amplitude da tensão é suficiente [2].

Várias configurações para microredes em CC vem sendo propostas na literatura [2, 5, 6, 10]. A maioria destas, assumem que apenas a parcela de baixa tensão da rede seja em corrente contínua, já que o rendimento dos transformadores em média tensão é muito elevado [5]. Sendo assim, as microredes em CC devem ser conectadas à rede CA através de um retificador. As configurações propostas também tendem a utilizar um barramento CC bipolar, devido à sua maior capacidade de transferência de potência e menores perdas se comparados à barra-

mentos CC unipolares com os mesmos níveis de tensão. Dependendo como as cargas são conectadas a este barramento bipolar, é possível e provável que as correntes do barramento sejam desbalanceadas, causando problemas aos alimentadores da rede e ao retificador que faz a interface entre a rede CC e a CA.

Este trabalho apresenta o estudo de um conversor eletrônico capaz de balancear as correntes do lado CC deste tipo de rede. A configuração de rede proposta em [2], e adotada neste trabalho, juntamente com possíveis implementações para o retificador e os problemas causados pelo desbalanço das correntes na rede CC são apresentados no capítulo 2. O capítulo 3 apresenta um estudo das bases teóricas que suportam a redistribuição de corrente/potência. No capítulo 4 será apresentada uma modelagem dinâmica da rede e como o redistribuidor pode, através de técnicas de amortecimento ativo, contribuir para a estabilidade da rede. O capítulo 5 apresenta estruturas de conversores de potência capazes de implementar a função de redistribuição de corrente e funções auxiliares como o amortecimento ativo, além de apresentar a estrutura de potência escolhida para implementação prática. O capítulo 7 apresenta a estratégia de controle, bem com detalhes de projeto das malhas de controle que compõe o redistribuidor para a estrutura escolhida. E no capítulo 8 são apresentados os resultados práticos, obtidos em laboratório, a fim de comprovar a teoria exposta nos demais capítulos.

2 CONFIGURAÇÃO DA REDE CC

2.1 INTRODUÇÃO

Diversas configurações de redes de distribuição vem sendo propostas na literatura [2, 5, 6, 10] . Este capítulo apresenta a configuração da rede de distribuição em corrente contínua que é foco deste trabalho, bem como suas vantagens, o problema de desbalanço de potência no barramento bipolar que é inerente à esta configuração e como ele afeta os elementos da rede, além de propor uma estratégia de compensação deste desbalanço.

2.2 CONFIGURAÇÃO DA REDE CC EM ESTUDO

A configuração da rede de distribuição em corrente contínua, que é objeto de estudo deste trabalho, foi proposta em [2] e é mostrada na figura 1. Esta configuração é resultado de um estudo que confronta as configurações propostas em [5, 6, 10] tendo em vista solucionar os desafios relacionados à modernização dos sistemas de distribuição de energia, expostos no capítulo 1.

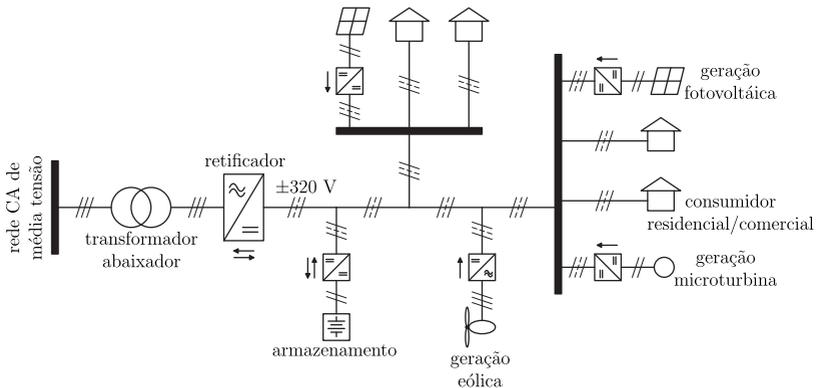


Figura 1 – Configuração da rede de distribuição em corrente contínua.

Esta, consiste em uma rede na qual a etapa final da distribuição, em baixa tensão, é feita em corrente contínua através de uma linha bipolar de ± 320 V. A linha bipolar é composta por três condutores:

positivo (p), negativo (n) e neutro (0), sendo este último aterrado. O barramento bipolar é gerado a partir de uma rede CA trifásica de média tensão convencional, através de um transformador de distribuição abaixador e um retificador. Os consumidores finais são alimentados em corrente contínua.

A utilização de linhas bipolares trazem diversas vantagens ao sistema. Ela aumenta a confiabilidade do sistema, já que no caso da perda de uma das linhas, o sistema pode ser parcialmente mantido pela segunda linha, conforme será apresentado no capítulo 3. As perdas de transmissão podem ser reduzidas [11], pois, para transmitir a mesma potência, com o mesmo nível de tensão, as correntes em um sistema com barramento bipolar são reduzidas à metade e, com isso, a utilização de um condutor adicional é justificada em termos de custo [7]. As redes CCs bipolares se mostram muito vantajosas no que diz respeito à capacidade máxima de transmissão de energia, tanto quando comparadas às redes em corrente contínua monopolares, como quando comparadas aos sistemas trifásicos em corrente alternada [12].

Diversos níveis de tensão são propostos na literatura [7–9]. A configuração da rede apresentada na figura 1 utiliza tensões de ± 320 V. Esta tensão coincide com a tensão de pico das redes atuais de 220 V e 240 V, o que torna possível a fácil adaptação dos equipamentos eletroeletrônicos atuais conforme estudo [5]. Este nível de tensão também é adequado à sistemas de aterramento de baixa impedância (do condutor neutro), sendo que o limite de máximo potencial de terra para a situação de falta para terra de um dos terminais da rede é respeitado mesmo com a rede operando com sobretensão de 25% [2], [7], [13].

Nesta rede, as cargas finais podem ser alimentadas a dois fios, sendo um deles o condutor neutro (alimentação em 320 V), de forma similar à alimentação monofásica derivada das redes trifásicas do padrão de distribuição atual para consumidores domésticos. Cargas de maior potência ou fontes de geração distribuída podem ser alimentadas com o dobro da tensão (e por consequência metade da corrente para a mesma potência) apenas conectando-as diretamente entre os condutores positivo e negativo (alimentação em 640 V). Ou ainda, podem ser alimentadas a três fios, através dos condutores positivo, negativo e neutro (alimentação ± 320 V). Esta última pode ser útil para a utilização de estruturas eletrônicas baseadas em barramento com ponto central como, por exemplo conversores, do tipo meia-ponte e NPC. A figura 2 apresenta a forma como as cargas e geradores podem ser conectados à rede.

Cargas conectadas entre um dos terminais e o neutro, resultam

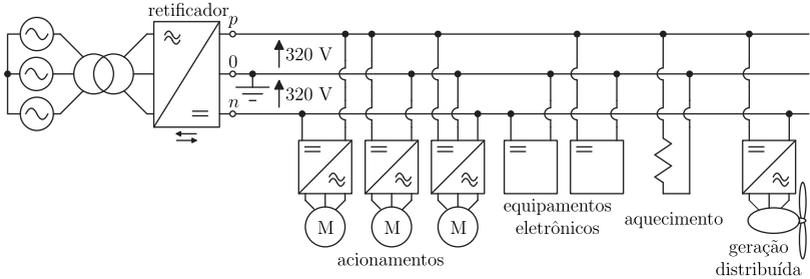


Figura 2 – Conexão das cargas à rede.

em correntes no condutor central, e desbalanço da potência drenada do barramento bipolar, tanto dinamicamente como em regime permanente. Este desbalanço resulta em perdas adicionais tanto nas linhas como no retificador que faz a interface entre a rede CC e a rede CA, além de exigir um retificador projetado para a compensação da corrente média no ponto central, e não apenas em transitórios como é comum. Esse desbalanço é um dos principais problemas da configuração da rede adotada, e sua compensação é o principal ponto de estudo deste trabalho.

Nas seções seguintes serão analisados os efeitos do desbalanço nos componentes da rede e será feita a inserção à rede de um dispositivo de compensação deste desbalanço, proposto em [2].

2.3 RETIFICADOR DE ENTRADA

O barramento bipolar que alimenta a rede em corrente contínua pode ser obtido através de diversos tipos de retificadores, tanto passivos como ativos. As características desejadas para esta aplicação são: alto fator de potência, barramento de saída bipolar com boa regulação das tensões, alta robustez e baixas perdas. Além disso, ainda é desejável que este retificador também seja bidirecional no fluxo de potência, já que um dos objetivos das microrredes é facilitar a inserção de geração distribuída e, com isso, a disponibilidade de energia do lado CC da rede por ser maior que a demanda. E também que seja capaz de desconectar a rede CA da rede CC para funcionamento no modo ilhado da rede CC em condições de falta de energia na rede CA, ou por outros motivos relacionados ao mercado de energia.

Nesta seção serão apresentados três retificadores com alto fator

de potência e baixa THD das correntes de entrada, com barramento de saída CC bipolar, que representam as famílias de retificadores mais usuais que podem ser usadas neste tipo de aplicação.

O primeiro retificador apresentado é um retificador de 12 pulsos comutado pela rede, que não possui todas as características desejadas para esta aplicação, porém, possui grande simplicidade e robustez e, por isso, também será analisado. Posteriormente são apresentados dois retificadores bidirecionais, um de três níveis do tipo NPC a três fios e o outro um retificador de dois níveis, também a três fios, com um segundo estágio para geração do ponto central. Estes três retificadores são analisados com foco em seus comportamentos quando submetidos à cargas desbalanceadas (com relação à potência drenada do barramento positivo e negativo da rede CC).

Para as análises subsequentes utilizou-se as seguintes hipóteses simplificativas: componentes ideais, tensões da rede CA puramente senoidais, equilibradas e balanceadas.

2.3.1 Retificador 12 Pulsos Comutado Pela Rede

A figura 3 apresenta um retificador passivo de 12 pulsos comutado pela rede. Este retificador é formado por duas pontes de Graetz, dois filtros LC e um transformador com dois secundários, um conectado em Δ e o outro em Y .

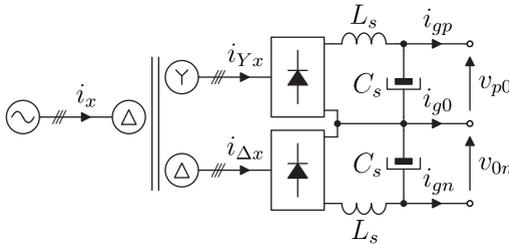


Figura 3 – Retificador 12 pulsos idealizado.

Aqui será realizada apenas uma análise teórica idealizada do funcionamento do retificador. Para esta análise considera-se que as tensões de saída do retificador são equilibradas e constantes, ou seja $v_{p0} = v_{0n} = V_{pn}/2$, e ainda, que a indutância L_s é grande o suficiente para que se possa considerar que apenas as componentes contínuas das correntes de saída do retificador (i_{gp} e i_{gn}) são transferidas ao lado CA

do retificador.

Este retificador opera com baixa THD na entrada devido ao cancelamento harmônico resultante da defasagem entre as correntes dos dois secundários do transformador quando referidas ao primário. Considerando a corrente de saída de cada uma das pontes de Graetz constante, o que é obtido com um filtro LC na saída da ponte, então as correntes em cada diodo da ponte são retangulares, com amplitude constante e com largura de $2\pi/3$ radianos do período da tensão da rede CA de entrada. As correntes de entrada da ponte conectada ao secundário em Y do transformador são defasadas em $\pi/6$ radianos das correntes de entrada da ponte conectada no secundário em Δ . A composição destas duas correntes refletidas no lado do primário resultam no cancelamento total das harmônicas de correntes de ordem $(6n \pm 1)$ sendo $n = 1, 3, 5, \dots$

O cancelamento total das harmônicas só ocorre quando as correntes médias drenadas nas saídas dos dois retificadores são equilibradas, ou seja, $I_{gp} = -I_{gn}$.

Então, quando as cargas conectadas aos barramentos em corrente contínua na saída do retificador são desbalanceadas, as correntes I_{gp} e I_{gn} possuem amplitudes diferentes e o cancelamento das harmônicas de ordem $(6n \pm 1)$ ocorre apenas parcialmente. Isso resulta em uma deformação das correntes de entrada, aumentando assim sua THD. O gráfico da figura 4 apresenta a variação da THD das correntes de entrada do retificador em função do desequilíbrio das potências de saída do barramento positivo ($P_{gp} = I_{gp}V_{pn}/2$) e do barramento negativo $P_{gn} = I_{gn}V_{pn}/2$. Este desequilíbrio é parametrizado pela variável α que é o quociente entre a diferença das potências P_{dg} drenadas do barramento positivo e negativo ($P_{dg} = P_{gp} - P_{gn}$), e a potência total $P_{og} = P_{gp} + P_{gn}$ fornecida pelo retificador. Esta definição é apresentada em (2.1).

$$\alpha = \frac{P_{dg}}{P_{og}} \quad (2.1)$$

Além do aumento da THD, os esforços de correntes nos interruptores também aumentam com o desequilíbrio. Isso porque, com o desequilíbrio das correntes de saída do retificador, a distribuição dos esforços entre a ponte superior (do barramento positivo) e a inferior (do barramento negativo) não é mais homogênea. As equações dos esforços de corrente para os diodos da ponte superior, denotados pelo índice Dp

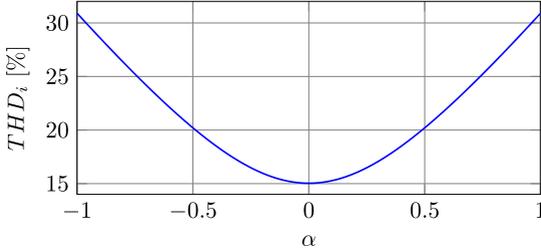


Figura 4 – THD da corrente de entrada de um retificador 12 pulsos idealizado com cargas desequilibradas.

e da ponte inferior por Dn , são dadas por:

$$I_{Dp,avg} = \frac{P_{og} + P_{dg}}{3V_{pn}} \quad (2.2)$$

$$I_{Dp,rms} = \frac{P_{og} + P_{dg}}{\sqrt{3}V_{pn}} \quad (2.3)$$

$$I_{Dn,avg} = \frac{P_{og} - P_{dg}}{3V_{pn}} \quad (2.4)$$

$$I_{Dn,rms} = \frac{P_{og} - P_{dg}}{\sqrt{3}V_{pn}}. \quad (2.5)$$

As vantagens deste retificador são a grande robustez e a possibilidade de operação em grandes potências, porém ele não proporciona boa regulação da tensão de saída, não é adequado para operação com cargas muito desequilibradas, não pode, por si só, desconectar a rede CC da rede CA, além de ser unidirecional, sendo que a bidirecionalidade no fluxo de potência é um dos principais motivos do grande interesse nas microrredes, já que este é um dos requisitos para possibilitar a inserção de geração distribuída.

2.3.2 Retificador NPC 3 Níveis a 3 Fios

Como alternativa ao retificador de 12 pulsos anteriormente apresentado, pode-se utilizar um retificador do tipo NPC à três fios para gerar o barramento CC. Este retificador, apresentado na figura figura 5, possui naturalmente muitas das características desejadas para fazer a interface CA-CC em uma microrrede. Estas são: bidirecionalidade do

fluxo da potência transferida entre as redes CA e CC; seu lado CC é composto por uma barramento bipolar cuja tensão total e o equilíbrio entre as tensões do barramento positivo e negativo podem ser controladas; possibilidade de desconexão da rede CC da CA; e a possibilidade de se impor a forma e a fase das correntes de entrada (lado CA) e com isso garantir fator de potência próximo de um. Além disso, cada interruptor está submetido à apenas metade da tensão total do barramento, o que torna essa estrutura atrativa para redes de média tensão.

Os retificadores da família VIENNA possuem características semelhantes, com exceção da bidirecionalidade do fluxo médio de potência, o que torna estes conversores menos atrativos à esta aplicação e por isso eles não serão analisados aqui.

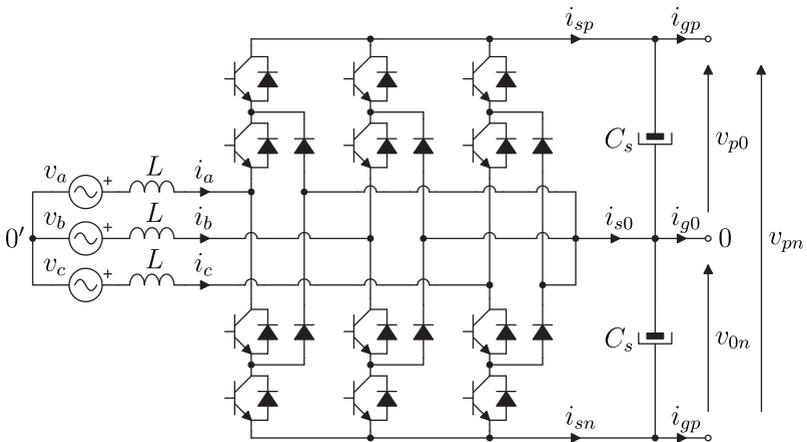


Figura 5 – Retificador NPC.

Embora seja possível compensar desequilíbrios na potência drenada dos barramentos de saída positivo e negativo, de modo à manter o desequilíbrio destas tensões nulo em regime permanente sem afetar as correntes do lado CA, e por consequência sem comprometer o fator de potência, essa compensação é feita pela injeção de uma componente de modo comum nos sinais de modulação dos três braços do conversor, e por isso, a corrente máxima que pode ser drenada ou injetada no ponto central do barramento fica limitada pela máxima componente de modo comum instantânea que se pode adicionar aos sinais de modulação sem que estes ultrapassem sua faixa de operação (limite de comparação entre portadora e moduladora).

Para obter estes limites, pode-se partir dos modelos dinâmicos

do retificador e obter as tensões impostas pelo retificador, e consequentemente os sinais de modulação necessários para gerar estas tensões. Considerando o modelo dinâmico do conversor apresentado na equação (2.6) e na figura 6 em variáveis de eixo direto e quadratura, cuja dedução é apresentada no apêndice B, e a consideração de que as tensões de saída são constantes e balanceadas, ou seja $v_{p0} = v_{0n} = V_{pn}/2$.

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{V} \\ 0 \end{bmatrix} - \frac{V_{pn}}{2} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \bar{v}_{0'0} \end{bmatrix} + \omega L \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

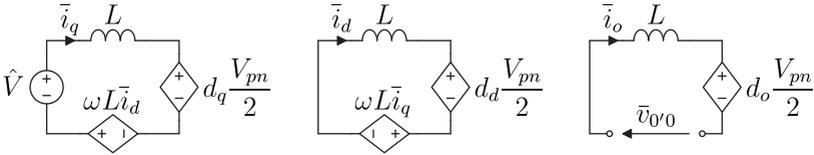


Figura 6 – Modelo do retificador trifásico PWM a três fios no espaço dqo .

Afim de se obter uma expressão para as correntes injetadas no barramento total de saída e no ponto médio em função das razões cíclicas e das correntes de entrada, pode-se simplificar os interruptores de um braço do conversor NPC substituindo-os por um interruptor de três posições como apresentado na figura 7, sendo que, a razão cíclica de cada braço é definida em (2.8), onde s_x são as funções de comutação dos interruptores $x = a, b, c$ e definem a posição instantânea destes interruptores, ou seja:

$$s_x(t) = \begin{cases} 1 & , \text{ se o interruptor } x \text{ está na posição } p \\ 0 & , \text{ se o interruptor } x \text{ está na posição } 0 \\ -1 & , \text{ se o interruptor } x \text{ está na posição } n \end{cases} \quad (2.7)$$

$$d_x(t) = \int_{t-T_s}^t s_x(\tau) d\tau \quad (2.8)$$

$$\vec{d}_{abc} = [d_a \quad d_b \quad d_c]' \quad (2.9)$$

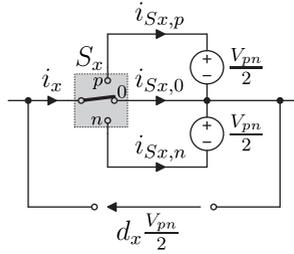


Figura 7 – Interruptor equivalente do retificador NPC.

Da figura 7 e da equação (2.8) obtém-se as expressões para as correntes do lado CC, apresentadas em (2.10) e (2.11).

$$\bar{i}_{sp} - \bar{i}_{sn} = \vec{i}_{abc} \cdot \vec{d}_{abc} = (\mathbf{B}^{-1} \cdot \vec{i}_{dqo})' \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \vec{d}_{dqo} \quad (2.10)$$

$$\bar{i}_{s0} = [1 \ 1 \ 1] \cdot \vec{i}_{abc} - \vec{i}_{abc} \cdot \vec{d}_{abc} = -(\mathbf{B}^{-1} \cdot \vec{i}_{dqo})' \cdot \mathbf{B}^{-1} \cdot \vec{d}_{dqo} \quad (2.11)$$

Desenvolvendo (2.10) em variáveis dqo obtém-se o modelo de saída, para a tensão total do barramento apresentado na figura 8.

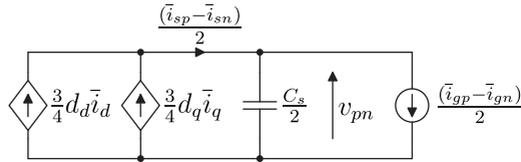


Figura 8 – Modelo para a tensão total do barramento CC do conversor NPC a três fios.

Procedendo de forma similar com (2.11), obtém-se o modelo para a tensão de desequilíbrio e corrente injetada no ponto médio do barramento. Este modelo diferentemente do modelo para a tensão total do barramento, possui uma componente de baixa frequência cujo período é de um terço do período da tensão da rede. O modelo de valores médios para o período de $T_g/3$ é apresentado na figura 9, aonde $v_d = v_{p0} - v_{0n}$ é o desbalanço de tensão do barramento bipolar.

Aplicando as condições de regime permanente nos modelos da figuras 6, 8 e 9 e impondo ainda que o fator de potência teórico é unitário, ou seja, $I_{d0} = 0$, obtém-se as razões cíclicas necessárias para

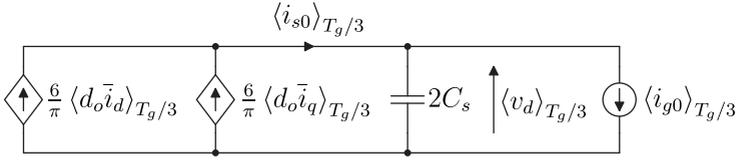


Figura 9 – Modelo para a tensão de desequilíbrio do barramento CC do conversor NPC a três fios.

operação do retificador:

$$\vec{D}_{dqo} = \begin{bmatrix} D_d \\ D_q \\ D_o \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{pn}} \begin{bmatrix} \frac{4\omega LP_{og}}{3\hat{V}} \\ 2\hat{V} \\ \frac{-\pi P_{dg}\hat{V}}{4P_g} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

aonde \hat{V} é o pico da tensão da rede CA e ω sua frequência angular, e novamente $P_{og} = P_{gp} + P_{gn}$ é a potência total fornecida pelo retificador e $P_{dg} = P_{gp} - P_{gn}$ o desbalanço de potência na saída do retificador.

Considerando as limitações de razões cíclicas do conversor, apresentadas em (2.13), e considerando ainda que $D_d \approx 0$, obtém-se (2.14) que apresenta uma relação da máxima potência de desequilíbrio do barramento CC que o conversor pode compensar de modo a manter as tensões dos barramentos positivo e negativo equilibrados mantendo as correntes de entrada puramente senoidais quando se utiliza modulação senoidal.

$$\hat{D}_a = \hat{D}_b = \hat{D}_c = \sqrt{D_d^2 + D_q^2} + D_o \leq 1 \quad (2.13)$$

$$|\alpha_{sin,max}| = \frac{P_{dg,max}}{P_g} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{1}{M} - 1 \right) \quad (2.14)$$

Onde M é o índice de modulação definido como:

$$M = \frac{2\hat{V}_g}{V_{pn}}. \quad (2.15)$$

Este limite da máxima potência de desequilíbrio pode ser aumentado com técnicas de injeção de componentes harmônicas nos sinais de modulação. Injetando, nas razões cíclicas, uma componente de sequên-

cia zero que emula a componente de sequência zero instantânea gerada pela modulação vetorial [14], obtêm-se que para as mesmas tensões de linha na entrada do retificador, os sinais das razões cíclicas tem seu pico reduzido para $\sqrt{3}/2$ (conforme (2.16)) do seu valor original. Com isso, o limite de desequilíbrio máximo que pode ser compensado pelo retificador é aumentado e é calculado por (2.17). Este é também o limite obtido com injeção de uma componente de terceira harmônica com amplitude de $1/6$ do índice de modulação.

$$\hat{D}_a = \hat{D}_b = \hat{D}_c = \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{D_d^2 + D_q^2} + D_0 \leq 1 \quad (2.16)$$

$$|\alpha_{svm,max}| = \frac{P_{dg,max}}{P_{og}} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{1}{M} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (2.17)$$

A figura 10 apresenta os limites teóricos para o desequilíbrio de potência nos barramentos de saída que o redistribuidor pode compensar, mantendo as tensões do lado CC equilibradas e as correntes de entrada puramente senoidais.

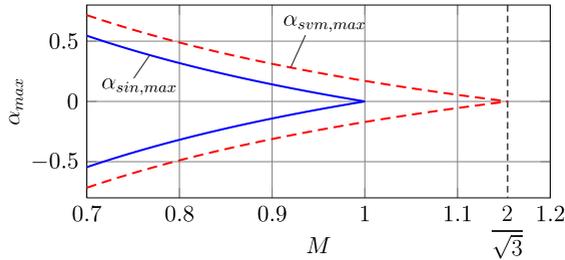


Figura 10 – Máximo desequilíbrio de potência nos barramentos de saída compensado pelo retificador utilizando modulação senoidal e vetorial.

Assim como o retificador 12 pulsos, os esforços de correntes dos interruptores do retificador NPC também aumentam com o desequilíbrio das potências drenadas entre o barramento positivo e negativo.

Para obtenção destes esforços, calcula-se os sinais instantâneos das razões cíclicas por $\vec{d}_{abc} = \mathbf{B}^{-1} \cdot \vec{D}_{dqo}$, sendo que os valores em regime de \vec{d}_{dqo} são obtidos de (2.12). Com estas razões cíclicas obtêm-se as expressões para os esforços de corrente dos interruptores que são apresentados na tabela 3.

Tabela 3 – Esforços de corrente dos interruptores do retificador NPC operando com modulação senoidal (SPWM) e vetorial (SVM), onde $\gamma = \frac{3}{16\pi} - \frac{1}{96}$ e \hat{I} a corrente de pico do lado CA.

		$P_o > 0, FP = 1$		$P_o < 0, FP = -1$	
		I_{avg}	I_{rms}	I_{avg}	I_{rms}
NPC SPWM	S_1	0	0	$\frac{\hat{I}}{4}M(1-\alpha)$	$\hat{I}\sqrt{M\left(\frac{2}{3\pi} - \frac{\pi\alpha}{16}\right)}$
	D_{S1}, D_{S2}	$\frac{\hat{I}}{4}M(1+\alpha)$	$\hat{I}\sqrt{M\left(\frac{2}{3\pi} + \frac{\pi\alpha}{16}\right)}$	0	0
	S_2	$\frac{\hat{I}}{4}\left[\frac{4}{\pi} - M(1-\alpha)\right]$	$\hat{I}\sqrt{\frac{1}{4} - M\left(\frac{2}{3\pi} - \frac{\pi\alpha}{16}\right)}$	$\frac{\hat{I}}{\pi}$	$\frac{\hat{I}}{2}$
	D_1	$\frac{\hat{I}}{4}\left[\frac{4}{\pi} - M(1-\alpha)\right]$	$\hat{I}\sqrt{\frac{1}{4} - M\left(\frac{2}{3\pi} - \frac{\pi\alpha}{16}\right)}$	$\frac{\hat{I}}{4}\left[\frac{4}{\pi} - M(1-\alpha)\right]$	$\hat{I}\sqrt{\frac{1}{4} - M\left(\frac{2}{3\pi} - \frac{\pi\alpha}{16}\right)}$
NPC SVM	S_1	0	0	$\frac{\hat{I}}{4}M(1-\alpha)$	$\hat{I}\sqrt{M\left(\frac{2}{3\pi} - \frac{\pi\alpha}{16} - \gamma\right)}$
	D_{S1}, D_{S2}	$\frac{\hat{I}}{4}M(1+\alpha)$	$\hat{I}\sqrt{M\left(\frac{2}{3\pi} + \frac{\pi\alpha}{16} - \gamma\right)}$	0	0
	S_2	$\frac{\hat{I}}{4}\left[\frac{4}{\pi} - M(1-\alpha)\right]$	$\hat{I}\sqrt{\frac{1}{4} - M\left(\frac{2}{3\pi} - \frac{\pi\alpha}{16} - \gamma\right)}$	$\frac{\hat{I}}{\pi}$	$\frac{\hat{I}}{2}$
	D_1	$\frac{\hat{I}}{4}\left[\frac{4}{\pi} - M(1-\alpha)\right]$	$\hat{I}\sqrt{\frac{1}{4} - M\left(\frac{2}{3\pi} - \frac{\pi\alpha}{16} - \gamma\right)}$	$\frac{\hat{I}}{4}\left[\frac{4}{\pi} - M(1-\alpha)\right]$	$\hat{I}\sqrt{\frac{1}{4} - M\left(\frac{2}{3\pi} - \frac{\pi\alpha}{16} - \gamma\right)}$

2.3.3 Retificador 2 Níveis a Três Fios com Estágio de Balanceamento do ponto central do barramento CC

Outra possibilidade para geração do barramento bipolar é a utilização de um retificador de dois níveis, com saída unipolar, conectado à um segundo estágio para geração e balanceamento do ponto central do barramento e com isso, derivando um barramento bipolar a partir do barramento unipolar original. Uma das possíveis estruturas desse tipo é apresentada na figura 11 sugerida para aplicação em redes CC bipolares em [15]. Diferentemente do retificador NPC, os interruptores deste retificador devem suportar a tensão total do barramento CC.

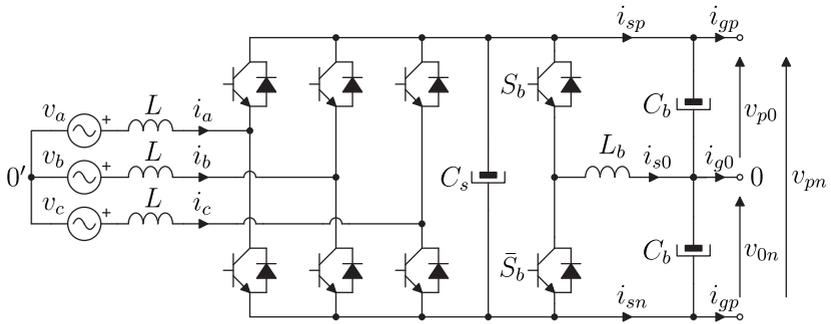


Figura 11 – Retificador de dois níveis com balanceador do ponto central do barramento de saída.

Esta estrutura é composta por um retificador bidirecional convencional comutado em alta frequência (relativamente à frequência da rede) que possui malhas de controle para as correntes de entrada, para com isso impor correntes de entrada senoidais a fim de atingir alto fator de potência. Há também uma malha de controle da tensão de saída que estabiliza e regula a tensão sobre o capacitor C_s . A segunda etapa, composta pelos capacitores C_b , pelo indutor L_b e pelo quarto braço de interruptores tem a função de manter as tensões v_{p0} e v_{0n} balanceadas independentemente do desequilíbrio das potências drenadas do barramento positivo e negativo. Para garantir o balanceamento das tensões dos barramentos positivo e negativo utiliza-se uma malha de controle para a corrente i_{s0} que recebe como referência o sinal de saída de uma malha externa de balanceamento das tensões.

O capacitor C_s na saída do retificador foi adicionado apenas por conveniência didática, já que assim ficam evidenciados os dois es-

tágios da estrutura. Porém, na prática ele é desnecessário já que a capacitância série dos dois capacitores C_b também é vista pelo retificador. Outra justificativa para a não inclusão do capacitor C_s é que em projetos práticos, para tensões de barramentos maiores que 400 V geralmente utiliza-se capacitores eletrolíticos em série, e com isso, algum método adicional de balanceamento da tensão sobre estes capacitores, seja ele passivo ou ativo, é necessário. Uma justificativa possível para a utilização de C_s seria a necessidade de uma maior liberdade para o desacoplamento das dinâmicas das malhas de tensão total do barramento e da dinâmica da malha de balanceamento das tensões de saída.

Como o retificador de entrada, neste caso, possui uma saída unipolar, seu funcionamento não é afetado por desequilíbrio nas potências drenadas dos barramentos da rede CC. Apenas o balanceador de tensão é afetado por esse desequilíbrio e portanto apenas ele será analisado aqui.

O funcionamento do balanceador de tensão é baseado no controle da corrente i_{s0} injetada no ponto central do barramento bipolar. Como a característica do comportamento da tensão pela corrente em um capacitor ideal é uma função integradora, sabe-se que a tensão sobre estes capacitores só pode ser constante se a corrente injetada no ponto central do barramento, pelo balanceador de tensão, for igual à corrente drenada do ponto central pelas cargas da rede CC. Ou seja, em regime permanente tem-se que $I_{s0} = I_{g0}$. Considerando que a tensão total do barramento, controlada pelo retificador de entrada, é constante de amplitude V_{pn} , e representando o balanceador de tensão como uma fonte de corrente controlada de valor i_{s0} , pode-se representar o sistema como apresentado na figura 12.

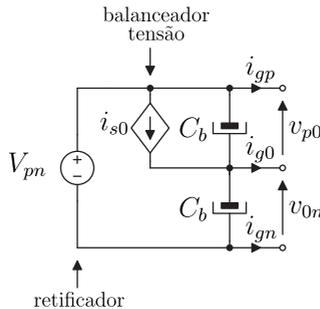


Figura 12 – Princípio de operação do balanceador de tensão.

Desta figura, deriva-se facilmente o modelo dinâmico (2.18) que

representa a tensão de desequilíbrio entre os barramentos positivo e negativo, denominada v_d , em função das correntes i_{s0} injetada no ponto central pelo balanceador e i_{g0} drenada do ponto central pelas cargas da rede CC.

$$\hat{v}_d = \hat{v}_{p0} - \hat{v}_{0n} = -\frac{1}{sC_b} \left(\hat{i}_{s0} - \hat{i}_{g0} \right) \quad (2.18)$$

De (2.18) verifica-se que, se for possível impor a corrente i_{s0} , então, pode-se controlar a tensão v_d para torná-la nula em regime permanente, como se deseja. Assumindo que a malha que controla a tensão v_d é muito mais lenta que as dinâmicas associadas ao controle da corrente i_{s0} , então para se obter um modelo do comportamento desta corrente, pode-se assumir que $v_d = 0$ que é o que se deseja controlar com o balanceador de tensão. Assumindo ainda, que os interruptores S_b e \tilde{S}_b funcionam de forma complementar e que são comandados por um modulador PWM cujo sinal de razão cíclica é aqui denominado de d_{s0} , obtêm-se o modelo para a corrente i_{s0} que é apresentado na figura 13.

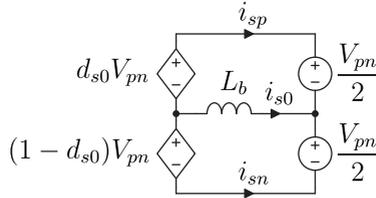


Figura 13 – Modelo dinâmico para a corrente do balanceador de tensão.

Da figura 13 obtêm-se que, em regime permanente a razão do braço que forma o balanceador de tensão deve assumir o valor $1/2$. Disso, define-se $D_{s0} = 1/2$ como o ponto de operação do sistema e $\hat{d}_{s0} = d_{s0} - 1/2$ como a perturbação de razão cíclica que deve ser imposta pelo compensador da malha de corrente para controlar o sistema. A equação (2.19) apresenta o modelo dinâmico para o comportamento da corrente com relação à perturbações de razão cíclica.

$$\frac{\hat{i}_{s0}}{\hat{d}_{s0}} = -\frac{V_{pn}}{sL_b} \quad (2.19)$$

De (2.18) e de (2.19) conclui-se que não há limitação da potência de desequilíbrio, com exceção da limitação de corrente máxima nos componentes, que esta estrutura pode compensar, como havia no

retificador NPC.

Como, em regime permanente, o balanceador de tensão opera com razão cíclica fixa, os esforços de corrente nos interruptores do balanceador dependem apenas da corrente I_{s0} injetada no ponto central do barramento e são dados por (2.20), (2.21), (2.22) e (2.23).

$$I_{S1,avg} = I_{DS2,avg} = \begin{cases} 0 & , \text{ se } P_{dg} > 0 \\ -\frac{P_{dg}}{V_{pn}} & , \text{ se } P_{dg} < 0 \end{cases} \quad (2.20)$$

$$I_{S1,rms} = I_{DS2,rms} = \begin{cases} 0 & , \text{ se } P_{dg} > 0 \\ -\frac{P_{dg}}{V_{pn}}\sqrt{2} & , \text{ se } P_{dg} < 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

$$I_{S2,avg} = I_{DS1,avg} = \begin{cases} \frac{P_{dg}}{V_{pn}} & , \text{ se } P_{dg} > 0 \\ 0 & , \text{ se } P_{dg} < 0 \end{cases} \quad (2.22)$$

$$I_{S2,rms} = I_{DS1,rms} = \begin{cases} \frac{P_{dg}}{V_{pn}}\sqrt{2} & , \text{ se } P_{dg} > 0 \\ 0 & , \text{ se } P_{dg} < 0 \end{cases} \quad (2.23)$$

2.4 PERDAS NOS ALIMENTADORES

O desequilíbrio entre as potência drenadas do barramento positivo e negativo afetam também as perdas nos alimentadores da rede.

A figura 14 apresenta um circuito simplificado da rede de distribuição. Este circuito representa a rede na condição de regime permanente e será utilizado para a análise de perdas nos alimentadores. As fontes de tensão deste circuito representam o retificador de entrada, as fontes de potência P_{lp} e P_{ln} representam as cargas da rede, enquanto R_{gp} , R_{g0} e R_{gn} modelam as resistências dos alimentadores.

Considerando regime permanente e que as tensões dos barramentos positivo e negativo são equilibradas, como mostra a figura 14, as potências para cada um dos barramentos são dadas por:

$$P_{gp} = \frac{I_{gp}V_{pn}}{2} \quad (2.24)$$

$$P_{gn} = -\frac{I_{gn}V_{pn}}{2} \quad (2.25)$$

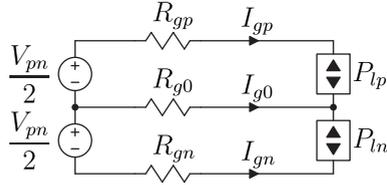


Figura 14 – Modelo simplificado da rede para a análise das perdas nos alimentadores em regime permanente.

A potência total fornecida pelo retificador P_{in} , dada pela soma das potência P_{gp} e P_{gn} , é igual à somas das potências das cargas $P_{out} = P_{lp} + P_{ln}$ e das perdas nos alimentadores, ou seja:

$$P_{in} = P_{out} + I_{gp}^2 R_{gp} + I_{g0}^2 R_{g0} + I_{gn}^2 R_{gn} \quad (2.26)$$

A equação (2.26) mostra que o condutor neutro, percorrido pela corrente $I_{g0} = -(I_{gp} + I_{gn})$, apresenta perdas não nulas se as correntes do barramento positivo e negativo estiverem desbalanceadas, ou seja, se $I_{gp} - I_{gn} \neq 0$. Disso, e da consideração de que as resistências nos três condutores são iguais ($R_{gp} = R_{g0} = R_{gn}$), conclui-se que a condição de menor perdas do sistema, para o retificador transmitir uma dada potência P_{out} às cargas, ocorre com o equilíbrio entre as correntes do barramento positivo e negativo. Assim como o retificador de entrada, os alimentadores também operam com melhor desempenho quando o barramento bipolar opera de forma balanceada. E por consequência, maximiza-se a capacidade de transmissão de potência da rede.

2.5 REDISTRIBUIDOR DE CORRENTES

Como apresentado nas seções anteriores, a condição na qual o barramento bipolar opera de forma balanceada, com corrente de neutro nula, traz vários benefícios à rede. Portanto, essa torna-se uma condição desejável e este trabalho propõe a inclusão de um conversor à rede capaz de balancear as correntes de um barramento bipolar operando com cargas desbalanceadas. Este conversor é nomeado redistribuidor de correntes, à exemplo do redistribuidor de potências para redes CA proposto em [16] e é uma extensão do trabalho [2].

Propõe-se que este redistribuidor de correntes opere conectado em paralelo à rede e que esteja localizado próximo à um grupo de cargas

como mostrado na figura 15.

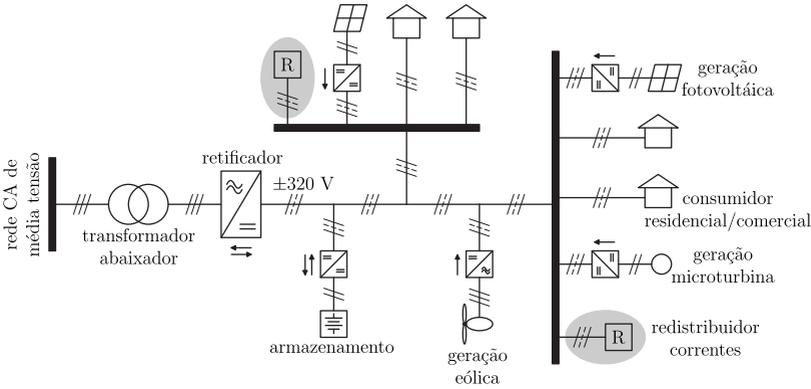


Figura 15 – Configuração da rede de distribuição em corrente contínua com a inclusão de redistribuidores de corrente.

A conexão do redistribuidor em paralelo é vantajosa quando comparada à dispositivos conectados em série, que também poderiam ser utilizados para realizar o balanço das correntes. Em paralelo, o conversor processa apenas a potência de desbalanço e não toda a potência transferida às cargas, e com isso ganha-se em rendimento e volume do conversor. A confiabilidade do sistema também é aumentada (comparada à conversores série), já que no caso de defeito do redistribuidor, ele pode ser facilmente desconectado da rede, que pode continuar operando, apenas com a desvantagem do desbalanço não ser mais compensado. Trabalhos de instalação e manutenção são facilitados, podendo até ser realizados com a rede energizada.

A escolha da conexão do redistribuidor próximo às cargas e não próximo ao retificador deve-se ao fato, de que desta forma a corrente de neutro é anulada ao longo de toda a rede, reduzindo assim as perdas nos alimentadores, além das do retificador. Próximo das cargas o redistribuidor também pode implementar funções adicionais que não seriam possíveis, ou não seriam tão eficientes, se ele estivesse do lado do retificador. Uma dessas funções é o amortecimento ativo abordado no capítulo 4 e a outra é a de manter uma parte do barramento bipolar alimentada mesmo com a perda de um dos alimentadores, conforme abordado em mais detalhes no capítulo 3.

O redistribuidor de correntes será objeto de estudo no restante deste trabalho.

2.6 CONCLUSÃO

Conclui-se deste capítulo, que as condições de operação do retificador e dos condutores da rede podem ser melhorados com a inserção de um dispositivo capaz de anular a corrente no condutor neutro, mesmo com a rede operando com bargas desbalanceadas. Esta condição maximiza a máxima transferência de potência tanto da rede como do retificador de entrada, e pode contribuir para a redução das perdas do sistema. Essa redução de perdas só é obtida se a redução das perdas do retificador mais a redução das perdas nos alimentadores forem maiores que as perdas do próprio redistribuidor de potência, já que esse não pode atingir rendimento unitário. Essa relação depende das tecnologias empregadas na construção do retificador e do redistribuidor, além das resistividade dos condutores e comprimento da linhas, e por isso, deve ser analisada caso a caso.

3 REDISTRIBUIÇÃO DE CORRENTES EM UM BARRAMENTO BIPOLAR

Este capítulo apresenta as bases teóricas que suportam a redistribuição de corrente em barramentos bipolares, afim de se obter corrente de neutro nula, além de moldar as características básicas para que um conversor que seja capaz de cumprir este objetivo. Inicialmente é feita uma análise do redistribuidor de correntes operando em uma rede com tensões balanceadas. Posteriormente, faz-se uma generalização, incluindo redes desbalanceadas, e mostra-se a diferença entre o redistribuidor de correntes e uma possível implementação de um redistribuidor de potências. Também é apresentado neste capítulo uma possível utilização do redistribuidor de correntes para gerar o barramento bipolar para as cargas da rede mesmo com a perda de um dos barramentos, na condição em que um dos alimentadores é seccionado.

3.1 PRINCÍPIOS BÁSICOS PARA A REDISTRIBUIÇÃO DE CORRENTES E POTÊNCIAS

A figura 16 apresenta uma rede de distribuição em corrente contínua, representada por duas fontes de tensão CC, alimentando cargas possivelmente desbalanceadas. Esta figura também apresenta a conexão do redistribuidor de correntes, localizado próximo às cargas para com isso compensar o desbalanço das correntes também nos alimentadores da rede e não apenas no retificador de entrada. Aqui, deseja-se apenas fazer uma análise teórica do sistema simplificado, portanto, as impedâncias da linha foram desprezadas, assim como as fontes de tensão que geram os barramentos CCs foram idealizadas. Estas não idealidades serão incluídas no modelo da rede do capítulo 4, que aborda a estabilidade dinâmica da rede.

Afim de redistribuir as correntes drenadas pelas cargas, de modo a balancear as correntes i_{gp} e i_{gn} nos alimentadores, ou seja, fazer $i_{gp} = -i_{gn}$, e por consequência que a corrente de neutro i_{g0} seja nula, conecta-se em paralelo à rede, entre um grupo de cargas e os alimentadores, um conversor capaz de impor a corrente drenada do condutor neutro e redistribuir esta corrente, de forma controlada, entre as outras duas linhas.

Sendo o redistribuidor um sistema a três fios, apenas duas das correntes de entrada são linearmente independentes, como mostra a

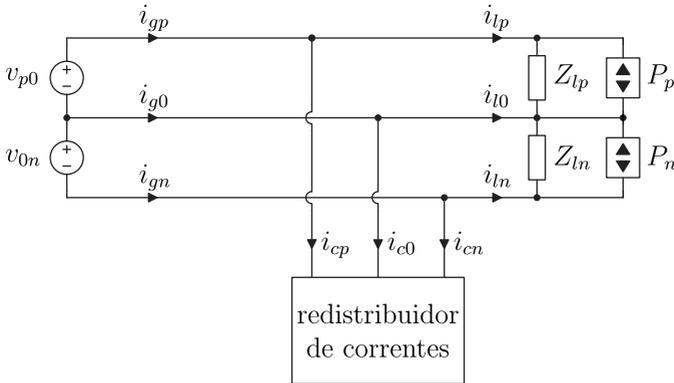


Figura 16 – Rede com redistribuidor de correntes.

equação (3.1). Então, apenas duas das três correntes podem ser impostas independentemente pelo redistribuidor.

$$i_{cp} + i_{c0} + i_{cn} = 0 \quad (3.1)$$

Supondo que as duas correntes de entrada controladas do redistribuidor são i_{cp} e i_{cn} , pode-se substituir o redistribuidor por duas fontes de corrente controladas e representar a rede com o redistribuidor e as cargas pela figura 17.

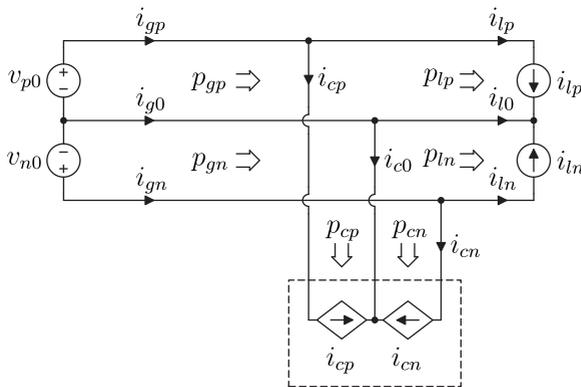


Figura 17 – Representação simplificada do redistribuidor de correntes.

As correntes deste circuito podem ser representadas na forma

vetorial como

$$\vec{i}_{ypn} = [i_{yp} \quad i_{yn}]', \quad (3.2)$$

sendo que, y representa o ramo do circuito que estas correntes circulam e pode assumir: $y = g$ para representar as correntes nos alimentadores, $y = c$ para as correntes do redistribuidor e $y = l$ para as correntes das cargas, conforme mostrado a figura 17. As correntes nos diversos ramos do condutor neutro não são representadas de forma explícita em (3.2), já que elas são combinações vetoriais das correntes do condutor positivo e negativo como já apresentado em (3.1).

De forma análoga, as tensões e as potências do barramento bipolar também podem ser representadas vetorialmente por:

$$\vec{v}_{pn} = [v_{p0} \quad v_{n0}]' \quad (3.3)$$

e

$$\vec{p}_{ypn} = [p_{yp} \quad p_{yn}]' = \vec{v}'_{pn} \cdot \vec{i}_{ypn}, \quad (3.4)$$

onde novamente o índice y indica o ramo do circuito, assim como na representação das correntes.

Uma representação alternativa das correntes deste circuito é obtida fazendo uma mudança de base que leva à decomposição das tensões e correntes em componentes de modo comum e diferencial (ver apêndice A). Esta mudança de base mostrar-se-á útil ao longo deste trabalho e é alcançada aplicando a transformação (3.5) às correntes e tensões do circuito.

$$\mathbf{T} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Aplicando a transformação \mathbf{T} às representações vetoriais das correntes e tensões do sistema, obtém-se as componentes de modo comum e diferencial destas. Esta transformação é apresentada em (3.6), sendo que, $x = v, i$ representa a variável envolvida que pode ser tensão ou corrente, $y = g, l, c$ representa o ramo do circuito e o índice cd do vetor indica que ele está representado na base das componente de modo comum (cm) e diferencial (dm).

$$\vec{x}_{ycd} = [x_{ycm} \quad x_{ydm}]' = \mathbf{T} \cdot \vec{x}_{ypn} \quad (3.6)$$

Para que a corrente de neutro i_{g0} no lado do alimentador seja nula, é necessário que a corrente do neutro injetada na rede pelo redistribuidor de correntes (i_{c0}) seja igual à corrente de neutro drenada

pelas cargas (i_{l0}), ou seja:

$$-i_{c0} = i_{cp} + i_{cn} = i_{l0}. \quad (3.7)$$

Ou ainda, reescrevendo (3.7) em termos da componente de modo comum das correntes de entrada do redistribuidor, têm-se:

$$i_{ccm} = \frac{i_{lp} + i_{ln}}{2} = \frac{i_{l0}}{2} \quad (3.8)$$

Mesmo sendo (3.8) suficiente para garantir o balanço das correntes nos alimentadores, ela não garante que não haja fluxo de potência ativa entre o redistribuidor e a rede. Para que o redistribuidor de corrente opere sem drenar ou fornecer potência ativa à rede, é necessário que a potência drenada pelo redistribuidor do barramento positivo seja devolvida integralmente ao barramento negativo, ou vice-versa. Sendo assim, têm-se:

$$p_{cp} = -p_{cn}, \quad (3.9)$$

sendo p_{cp} a potência drenada pelo redistribuidor do barramento positivo e p_{cn} do barramento negativo.

Para o caso específico em que as tensões dos barramento positivo e negativo são balanceadas, ou seja, $v_{p0} = v_{0n} = v_{pn}/2$, as potências drenadas pelo redistribuidor podem ser reescritas como:

$$\vec{p}_{cpn} = [p_{cp} \quad p_{cn}]' = \left[\frac{i_{cp}v_{pn}}{2} \quad -\frac{i_{cn}v_{pn}}{2} \right]' \quad (3.10)$$

Substituindo (3.10) em (3.9), obtém-se (3.11) que mostra que a corrente de modo diferencial entre i_{cp} e i_{cn} deve ser nula para que não haja fluxo de potência ativa da rede para o redistribuidor.

$$i_{cdm} = \frac{i_{cp} - i_{cn}}{2} = 0 \quad (3.11)$$

Ou seja, para garantir o balanço das corrente nos alimentadores sem que haja fluxo de potência ativa entre a rede e o redistribuidor, a condição apresentada em (3.12) deve ser satisfeita.

$$\vec{i}_{ccd} = [i_{ccm} \quad i_{cdm}]' = \left[\frac{-i_{lp} - i_{ln}}{2} \quad 0 \right]' \quad (3.12)$$

Assim, controlando adequadamente a componente de modo comum entre as correntes de entrada do redistribuidor, como mostra

(3.12), pode-se controlar indiretamente a corrente de neutro do lado dos alimentadores.

Para tensões dos barramentos positivo e negativo balanceadas, que é a condição adotada nesta análise, a redistribuição das correntes de modo a zerar a corrente de neutro no lado do alimentador equivale a redistribuir as potências, equilibrando as potências consumidas dos barramentos positivo e negativo. Nesta condição o redistribuidor opera transferindo potência do barramento positivo para o negativo (como na figura 18) ou vice-versa.

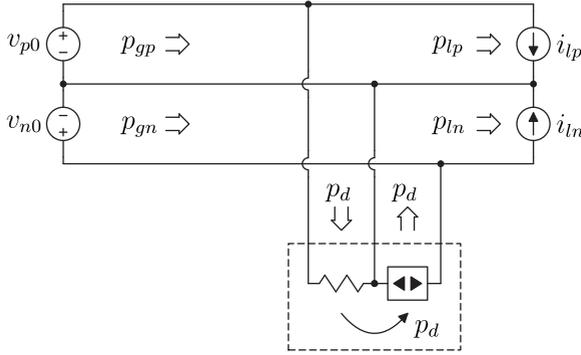


Figura 18 – Redistribuidor de correntes atuando como redistribuidor de potências.

Igualando (3.9) à p_d e substituindo (3.12) em (3.10) obtém-se:

$$p_d = \frac{p_{ln} - p_{lp}}{2} = \frac{v_{pn} i_{ccm}}{2}, \quad (3.13)$$

e como

$$\vec{p}_{gpn} = \vec{p}_{cpn} + \vec{p}_{lpn}, \quad (3.14)$$

obtém-se que:

$$p_{gp} = p_{gn} = \frac{p_{lp} + p_{ln}}{2}. \quad (3.15)$$

A partir dessa análise, pode-se definir a potência nominal para um redistribuidor de correntes como a máxima potência P_d , em regime permanente, que o redistribuidor é capaz de processar.

A equação (3.12) mostra que a corrente do neutro da rede pode ser controlada apenas controlando a componente de modo comum entre as correntes de entrada do redistribuidor, e a condição para que essa redistribuição seja feita sem fluxo médio de potência entre a rede e o

redistribuidor é que a componente de modo diferencial das correntes i_{cp} e i_{cn} deve ser nula. Considerando que o redistribuidor seja conectado à um terceiro barramento, denominado barramento de saída, com tensão constante de amplitude V_o , como mostra a figura 19, nota-se que a componente de modo diferencial controla o fluxo de potência da rede de entrada (barramento bipolar que forma a rede de distribuição CC) para o barramento de saída, conforme (3.16). Este barramento pode ser destinado à armazenagem de energia como um banco de baterias ou de super-capacitores.

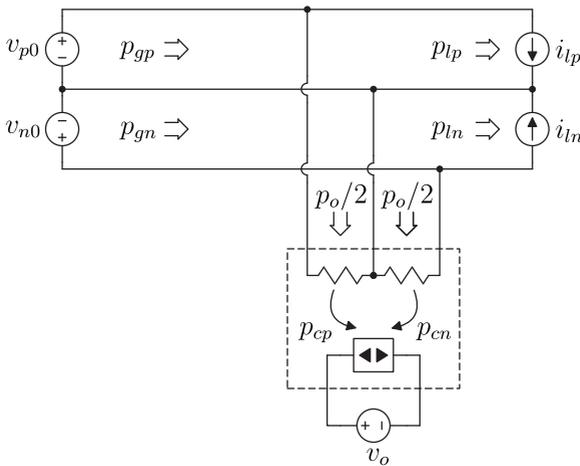


Figura 19 – Transferência de potência da rede para barramento de saída do conversor.

$$p_o = p_{cp} + p_{cn} = \frac{v_{pn}}{2} (i_{cp} - i_{cn}) = v_{pn} i_{cdm} \quad (3.16)$$

Verifica-se que o fluxo de potência p_d entre o barramento positivo e negativo da rede é proporcional à componente de modo comum das correntes de entrada do redistribuidor e o fluxo de potência p_o entre a rede e o barramento de saída do redistribuidor é proporcional à componente de modo diferencial. Como as componentes de modo comum e de modo diferencial são linearmente independentes, pode-se controlar os dois fluxos de potência de forma independente e simultânea apenas controlando as componentes de modo comum e diferencial das correntes

de entrada, como reescrito em (3.17).

$$\begin{cases} p_o = v_{pn} i_{cdm} \\ p_d = \frac{v_{pn} i_{ccm}}{2} \end{cases} \quad (3.17)$$

3.2 ANÁLISE DA REDISTRIBUIÇÃO DE CORRENTE E POTÊNCIA ATRAVÉS DA TEORIA DA POTÊNCIA INSTANTÂNEA (TEORIA $P-Q$)

A potência processada pelo redistribuidor, e que circula pelos diversos ramos da rede, podem ser analisada utilizando a teoria da potência instantânea, que é exposta de forma detalhada em [1]. Essa teoria propõe uma análise e interpretação física das relações das potências associadas aos condutores de uma rede que unem dois subsistemas, como apresentado em figura 20. Embora esta teoria seja comumente aplicada à sistemas trifásicos em corrente alternada, tanto com neutro como sem ele, ela é genérica e pode ser aplicada em redes com maior ou menor número de condutores ou redes em corrente contínua. Na literatura ela se mostra bastante útil na análise e compensação em sistemas com desbalanço de tensão e/ou potência e com cargas não lineares [1, 16], casos em que a teoria clássica de potência ativa e reativa não é suficiente.

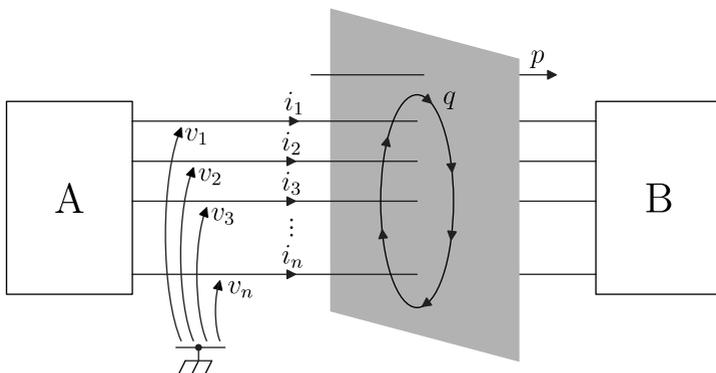


Figura 20 – Interpretação da teoria $p-q$ [1].

Esta teoria visa uma representação total da potência de um sistema, e não das potências individuais de cada fase. Ela representa a

potência instantânea que circula entre dois subsistemas (subsistemas A e B da figura 20) em duas parcelas. A primeira delas é a potência real ou potência ativa instantânea, dada por um escalar, que representa o montante da potência transferida instantaneamente do sistema A para o subsistema B. A segunda parcela é a componente de potência reativa instantânea, também conhecida como potência imaginária, que quantifica a circulação de potência entre as linhas da rede, que não são transmitidas de um subsistema ao outro. Esta potência reativa instantânea não deve ser confundida com a potência reativa da teoria clássica. A potência reativa da teoria clássica aparece na teoria p - q como componentes alternadas da potência ativa instantânea, enquanto a potência reativa instantânea não é englobada pela teoria clássica.

A teoria p - q modificada, adotada neste trabalho, é uma generalização da teoria p - q original. Ela propõe que, em um sistema representado por suas correntes e tensões na forma vetorial, as componentes de potência ativa instantânea e potência reativa instantânea podem ser obtidas, respectivamente, pelo produto escalar e vetorial dos vetores de tensão e corrente.

Para a aplicação da teoria p - q à rede em estudo, as representações vetoriais das correntes e tensões feitas em (3.2) e (3.3), originalmente escritas num espaço bidimensional, que é mínima representação do sistema em estudo, precisam ser reescritas num espaço tridimensional, já que o produto vetorial, utilizado na generalização da teoria p - q , não é formalmente definido num espaço bidimensional. Logo,

$$\vec{i}_{ypn} = [i_{yp} \quad i_{yn} \quad 0]' \quad (3.18)$$

e

$$\vec{v}_{pn} = [v_{p0} \quad v_{n0} \quad 0]', \quad (3.19)$$

sendo que y o índice que representa o ramo do circuito e pode assumir $y = g, c, l$, respectivamente, para correntes nos alimentadores, no redistribuidor e nas cargas.

A potência ativa instantânea é obtida pelo produto escalar entre \vec{i}_{ypn} e \vec{v}_{pn} , conforme (3.20), onde o índice y indica novamente o ramo do circuito. Esta representa a potência ativa total transferida, como apresenta a figura 20.

$$p_y = \vec{v}_{pn} \bullet \vec{i}_{ypn} = \begin{bmatrix} v_{p0} \\ v_{n0} \\ 0 \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} i_{yp} \\ i_{yn} \\ 0 \end{bmatrix} = v_{p0}i_{yp} + v_{n0}i_{yn} \quad (3.20)$$

A potência reativa instantânea é obtida por:

$$\vec{q}_y = \vec{v}_{pn} \times \vec{i}_{cpn} = \begin{bmatrix} v_{p0} \\ v_{n0} \\ 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{yp} \\ i_{yn} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left| \begin{array}{cc} v_{n0} & i_{yn} \\ 0 & 0 \end{array} \right| \\ \left| \begin{array}{cc} i_{yp} & v_{p0} \\ 0 & 0 \end{array} \right| \\ \left| \begin{array}{cc} v_{p0} & i_{yp} \\ v_{n0} & i_{yn} \end{array} \right| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ q_y \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

onde q_y , que neste caso particular representa a potência reativa instantânea total (já que as demais parcelas resultantes do produto vetorial são nulas), representa a potência que circula entre os barramentos da rede, é dada por:

$$q_y = v_{p0}i_{yn} - v_{n0}i_{yp}. \quad (3.22)$$

A fim de obter-se as potências processadas pelo redistribuidor, aplica-se (3.8), que é a regra pra redistribuição das correntes, à (3.20) e (3.22) para este ramo do circuito, ainda considerando que as tensões da rede são balanceadas. Com isso, obtém-se:

$$p_c = \frac{v_{pn}}{2} (i_{cp} - i_{cn}) = 2v_{dm}i_{cdm} = p_o \quad (3.23)$$

e

$$q_c = \frac{v_{pn}}{2} (i_{cp} + i_{cn}) = 2v_{dm}i_{ccm} = 2p_d = p_{ln} - p_{lp}. \quad (3.24)$$

A expressão (3.23) mostra que a potência ativa instantânea é exatamente a potência transferida ao barramento de saída, o que já era esperado já que esta é a potência transferida da rede para o redistribuidor. Já (3.24), mostra que a potência reativa instantânea é exatamente a amplitude do desbalanço de potência compensado pelo redistribuidor com sinal invertido, o que também era esperado, já que o redistribuidor compensa o desequilíbrio de potência gerando um desequilíbrio de mesma amplitude e sentido contrário.

Aplicando os cálculos das potências instantâneas também ao ramo da rede que conecta às cargas, obtém-se:

$$p_l = v_{p0}i_{lp} - v_{n0}i_{ln} = p_{lp} + p_{ln}, \quad (3.25)$$

que é a potência total transferida da rede para as cargas e

$$q_l = v_{p0}i_{ln} - v_{n0}i_{lp} = -p_{ln} + p_{lp}, \quad (3.26)$$

que é o desbalanço de potência causado pelas cargas.

Considerando ainda que

$$\sum p_y = 0 \quad (3.27)$$

e

$$\sum q_y = 0, \quad (3.28)$$

obtém-se

$$p_g = p_{lp} + p_{ln} + p_o, \quad (3.29)$$

que é a potência ativa instantânea total transferida pelos alimentadores, e que

$$q_g = 0 \quad (3.30)$$

que mostra que a redistribuição das correntes anula o desequilíbrio de potências visto pelos alimentadores, o que comprova a equivalência entre redistribuir correntes e redistribuir potências quando as tensões dos barramento são balanceadas.

Até aqui, em toda a análise assume-se que as tensões dos barramento positivo e negativo são balanceadas, porém, com a representação da potências através da teoria de potência instantânea, pode-se facilmente abandonar essa consideração e generalizar a análise para tensões desbalanceadas. Para o caso geral, as potências instantâneas ativas e reativas processadas pelo redistribuidor são dadas por (3.31) e (3.32), que mostram que na condição de tensões desbalanceadas, o controle das potência p_o e p_d não estão mais desacoplados e que a redistribuição de correntes não implica mais na redistribuição das potências.

$$p_c = v_{p0}i_{cp} - v_{n0}i_{cn} = 2v_{dm}i_{cdm} + 2v_{cm}i_{ccm} \quad (3.31)$$

$$q_c = v_{p0}i_{cn} - v_{n0}i_{cp} = 2v_{cm}i_{ccm} - 2v_{dm}i_{ccm} \quad (3.32)$$

Caso o conversor seja capaz de impor suas correntes de entrada mesmo com desbalanço das tensões da rede, ele pode operar como um redistribuidor de potências. Para obter as correntes que devem ser impostas na entrada do redistribuidor em função das tensões da rede e das correntes das cargas, pode-se impor $p_c = p_o$ e $q_g = 0$, que são as condições desejadas para balancear as potências nos alimentadores, e dessas equações isolar as correntes i_{cp} e i_{cn} . As correntes i_{cp} e i_{cn} que garantem distribuição de potência (tanto para a condição de balanço como para a de desbalanço das tensões) são apresentadas em (3.33) e

(3.34).

$$i_{cn} = \frac{p_o v_{n0} + i_{lp} v_{n0} v_{p0} - i_{ln} v_{p0}^2}{v_{p0}^2 + v_{n0}^2} \quad (3.33)$$

$$i_{cp} = \frac{p_o - i_{cn} v_{n0}}{v_{p0}} \quad (3.34)$$

3.3 REDISTRIBUIDOR UTILIZADO PARA RECRIAR O BARRAMENTO BIPOLAR PARA AS CARGAS NO CASO DA PERDA DE UM DOS ALIMENTADORES

Uma das vantagens da utilização de um barramento bipolar é que ele pode suprir parcialmente o fornecimento de potência às cargas mesmo com a perda de um dos alimentadores. Nesta seção será analisada a condição de operação da rede com apenas um dos barramentos, e como o redistribuidor de correntes pode contribuir para o fornecimento de potência às cargas nessa condição. Para a análise, será adotada uma condição de seccionamento da linha negativa devido à atuação de alguma proteção do sistema. Esta condição é ilustrada pela figura 21.

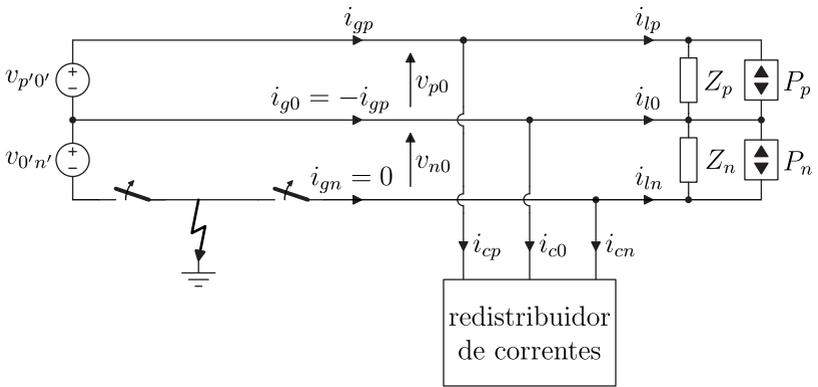


Figura 21 – Seccionamento da linha negativa devido à atuação de uma proteção.

Nessa condição a rede pode continuar alimentando as cargas conectadas entre o condutor positivo e o condutor neutro, ou seja, as cargas conectadas ao barramento positivo. Porém, o fornecimento principal de potência no barramento negativo foi interrompido. Nesta condição, caso não haja outra fonte de energia ligada ao sistema, como

alimentação através de outro retificador (rede em anel) ou através de alguma geração distribuída, o fornecimento de potência às cargas conectadas à este barramento é anulado e a tensão do barramento negativo cai à zero.

Como o redistribuidor pode operar transferindo potência do barramento positivo para o negativo, ele pode alimentar a parcela ilhada do barramento negativo e suprir o fornecimento de potência às cargas deste barramento. Em regime permanente, a potência fornecida ao barramento negativo pode ser extraída do barramento positivo ($P_{gp} = P_{lp} + P_{ln}$), do barramento de saída do redistribuidor ($P_{lp} = -P_o$), ou de ambos ($P_{lp} = P_{gp} - P_{lp} - P_o$), como apresentado na figura 22.

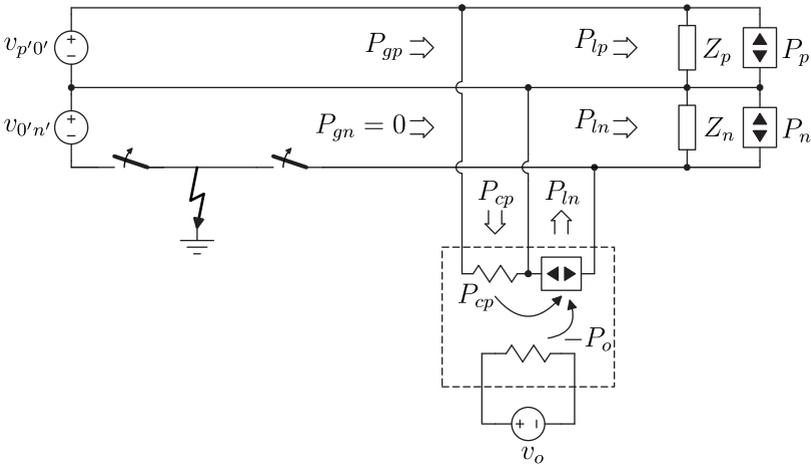


Figura 22 – Fornecimento de potência às cargas do barramento negativo.

A parcela da potência das cargas fornecida pelo barramento de saída ou pelo barramento positivo é arbitrária, e depende da disponibilidade de energia em cada barramento. Esta ponderação deve ser realizada por um controlador geral da rede, que sabe quanta potência está disponível no barramento de saída do redistribuidor e quanta potência adicional pode ser fornecida pelo retificador de entrada. Por simplicidade, para o restante desta análise será adotada a suposição de que o barramento de saída do redistribuidor não pode fornecer potência média à rede, e por consequência, a potência consumida pelas cargas conectadas ao barramento negativo deve ser suprida integralmente pelo barramento positivo. Este é o caso, por exemplo, de conversores com

barramento de saída puramente capacitivo, nos quais para manter a tensão de saída v_o estabilizada, é necessário que $P_o = 0$. Este caso é apresentado na figura 23.

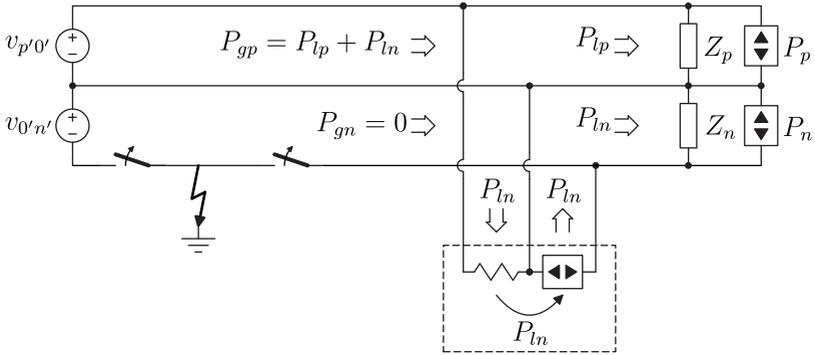


Figura 23 – Fornecimento de potência às cargas do barramento negativo a partir do barramento positivo.

A tensão v_{n0} do barramento negativo, que em condições de operação normal é estabilizada e regulada pelo retificador de interface com a rede CA, na condição de ilhamento do barramento negativo deve ser assumida pelo redistribuidor, que passa a fornecer potência a este barramento.

Para este controle é necessário inserir capacitores no ponto de conexão do redistribuidor e cargas, como mostrado na figura 24. Estes capacitores são necessários mesmo na operação normal da rede, conforme será demonstrado no capítulo 4. O controle da tensão v_{0n} é conseguido através da corrente i_{cn} injetada na rede. Esta tensão deve ser estabilizada e regulada para balancear novamente as tensões na rede, ou seja, fazer com que $v_{p0} = v_{0n} = V_{pn}/2$. A planta a ser controlada é apresentada na figura 25, sendo que i_{cn} é a variável de atuação desta malha de controle.

Além da malha de controle da tensão do barramento negativo, o redistribuidor ainda deve controlar a tensão do barramento de saída, ou em um caso mais genérico, o fluxo de potência p_o para o barramento de saída, controlado pela componente de modo diferencial das corrente do redistribuidor. Estas duas malhas de controle são suficientes para realizar indiretamente, em regime permanente, as redistribuições de potências apresentadas nas figuras 22 e 23.

Caso o barramento de saída do redistribuidor esteja conectado a um banco de baterias, ou outro sistema de armazenamento ou geração

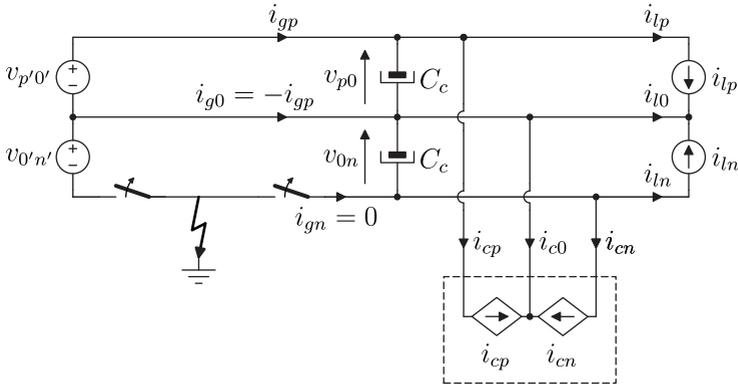


Figura 24 – Controle da tensão no barramento negativo.

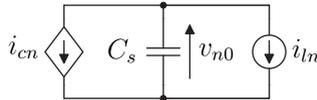


Figura 25 – Planta da malha de controle da tensão no barramento negativo.

de energia elétrica, o redistribuidor pode também suprir o fornecimento total da rede no caso da perda tanto do barramento positivo como negativo. Nesta condição, o redistribuidor de correntes deve assumir o papel do retificador de entrada, e sua estratégia de controle deve ser alterada para que ele mantenha a tensão total do barramento da rede e o balanço entre as tensões do barramento positivo e negativo. Esse controle pode ser feito novamente com base no controle das componentes de modo diferencial e comum das correntes do redistribuidor. A corrente de modo comum, que é injetada no ponto central do barramento, é utilizada para controlar o balanço das tensões do barramento positivo e negativo, enquanto a componente de modo diferencial, que controla o fluxo de potência entre rede e o barramento de saída do redistribuidor quando as tensões da rede são balanceadas, é a variável de atuação do controlador da tensão total da rede, da mesma forma como ocorre com o retificador de entrada.

Estas malhas de controle não são as mesmas utilizadas na operação normal do redistribuidor, que visam anular a corrente de neutro. A mudança de uma estratégia de controle para outra pode ser feita através de métodos de monitoração da rede, ou preferencialmente atra-

vés de ordens de um controlador geral da rede, que monitora todo seu funcionamento e possui os estados de erros e situação dos seccionadores da rede. O redistribuidor também precisa ser informado quando a linha negativa será reconectada, pois nessa situação é necessário que ele abandone a regulação da tensão do barramento negativo que será reassumida pelo retificador.

Os procedimentos de entrada e saída da condição de ilhamento são complexos e não existe uma estratégia geral definida na literatura. A intenção desta seção, não é definir estes procedimentos, mas apenas demonstrar a possibilidade dessa funcionalidade adicional que pode ser incorporada ao redistribuidor de correntes.

3.4 CONCLUSÃO

A redistribuição das correntes e/ou potências da rede são alcançadas através do controle adequado das correntes de entrada do redistribuidor. Logo, para a implementação do redistribuidor necessita-se um conversor que opere conectado a um barramento bipolar e que possa drenar corrente deste de forma controlada.

Também verificou-se que a condição do balanço da tensão do barramento, que é natural nesta aplicação, traz vantagens à implementação da estratégia de controle do redistribuidor, já que neste caso o controle da potência total drenada da rede pelo redistribuidor e a potência redistribuída de um barramento para o outro são controladas, proporcionais, respectivamente, à componente de modo diferencial e comum da correntes de entrada do redistribuidor, e estas componentes são linearmente independentes entre si, possibilitando o controle simultâneo, naturalmente desacoplado, destes dois fluxos de potência.

4 MODELAGEM DINÂMICA DA REDE E AMORTECIMENTO ATIVO

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será desenvolvida uma modelagem dinâmica da rede de distribuição em corrente contínua. Também serão analisados aspectos relacionados à estabilidade desta rede, e como o redistribuidor de correntes pode contribuir, através de técnicas de amortecimento ativo, para melhorar a estabilidade da rede, aumentando o amortecimento das ressonâncias naturais do sistema sem que isso comprometa sua principal função que é balancear as correntes nos alimentadores.

4.2 MODELAGEM DA REDE CC

A rede de distribuição em corrente contínua é formada por um barramento bipolar equilibrado, gerado a partir de uma rede trifásica em corrente alternada, por meio de um retificador ativo bidirecional. Este retificador também é responsável por corrigir o fator de potência no lado CA, e estabilizar e regular as tensões dos barramentos CC. A figura 26 apresenta um modelo simplificado da rede CC e de sua interface, por meio do retificador, com a rede CA. A rede CA é modelada como fontes de tensões senoidais ideais. Os alimentadores da rede CC são modelados por parâmetros concentrados pelas resistências R_g e pelas indutâncias L_g que representam as impedâncias resistivas e indutivas que são predominantes na faixa de frequência em estudo (linha de transmissão curta). As capacitâncias C_c são as capacitâncias inseridas no sistema no ponto de conexão com as cargas, que além de funcionarem como filtro para ruídos de alta frequência ajudam a estabilizar as tensões nesse ponto, já que estas tendem a sofrer fortes oscilações em situações de comutação de cargas devido à característica fortemente indutiva dos alimentadores [17]. As impedâncias Z_{lp} e Z_{ln} representam as impedâncias das cargas da rede conectadas, respectivamente, no barramento positivo e negativo, enquanto as fontes de potência P_p e P_n representam fontes distribuídas de energia, comumente renováveis operando em MPPT, que injetam potência na rede.

O retificador que faz a interface entre a rede CA e CC deve ser capaz de gerar um barramento bipolar controlado com amplitudes constantes, independentes das potências drenadas, além de ser desejá-

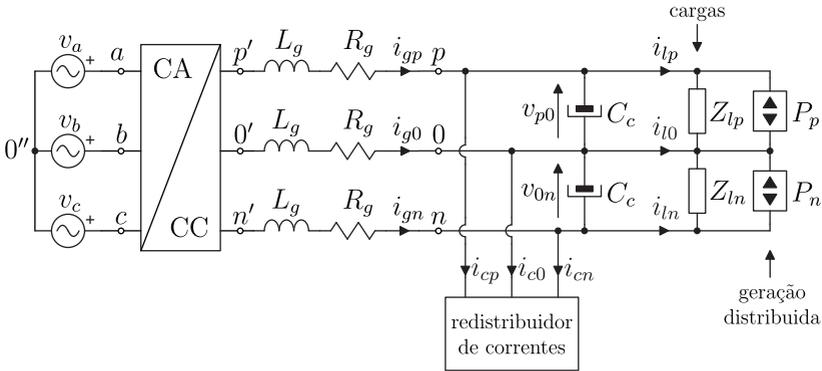


Figura 26 – Rede de distribuição CC e de sua interface com a rede CA.

vel que ele seja bidirecional devido à possibilidade da disponibilidade de potência na rede CC gerada por fontes distribuídas ser maior que o consumo local. Para isso, além de suas malhas de corrente de entrada, este retificador deve possuir uma malha de controle da tensão total do barramento de saída (controle de $v_{p'n'} = 2v_{dm}$) e outra que controla o equilíbrio destas tensões, de modo que, em regime permanente, tenha-se $(v_{p'0'} - v_{0'n'}) = 2v_{cm} = 0$. A figura 27 apresenta um esquema de controle típico que pode ser aplicado à estes casos. Uma malha de controle de modo diferencial da corrente entregue do lado CC do retificador, antes dos capacitores de saída e denominada i_{sdm} , a fim de controlar a tensão total do barramento CC. Além desta, uma segunda malha que atua na corrente de modo comum, injetada no ponto central do barramento bipolar, denominada i_{scm} , a fim de equilibrar as tensões do barramento positivo e negativo. Neste modelo, as dinâmicas envolvidas no controle das correntes de entrada (do lado CA), que influenciam diretamente a dinâmica das correntes i_{scm} e i_{sdm} , foram desprezadas já que estas são tipicamente muito mais rápidas que a dinâmica das malhas das tensões de saída (do lado CC).

Decompondo o modelo da figura 27 em dois, um de modo comum e outro de modo diferencial, conforme transformação linear apresentada no apêndice A, obtêm-se as plantas nas quais o controle da tensão total do barramento e o controle de equilíbrio devem atuar. Estas plantas são mostradas na figura 28 e nas equações (4.1) e (4.2).

$$\hat{v}_{dm'} = \frac{1}{sC_s} (\hat{i}_{sdm} - \hat{i}_{gdm}) \quad (4.1)$$

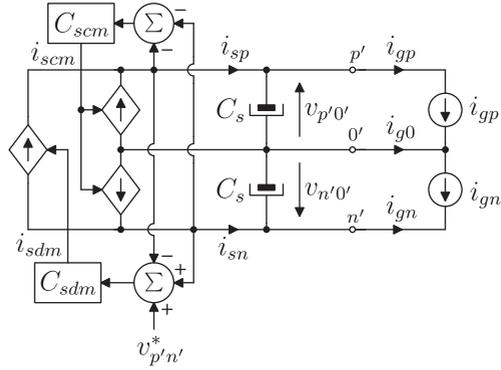


Figura 27 – Malhas de controle das tensões de saída do retificador

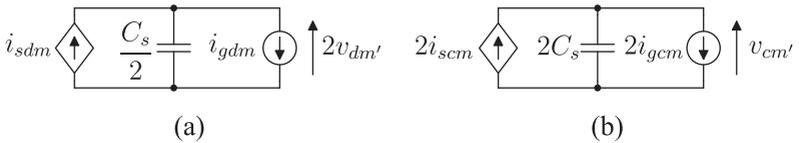


Figura 28 – Plantas de (a) modo diferencial e (b) modo comum a serem controladas pelas malhas de controle da tensão total do barramento e equilíbrio entre as tensões do barramento positivo e negativo.

$$\hat{v}_{cm'} = \frac{1}{sC_s} \left(\hat{i}_{scm} - \hat{i}_{gcm} \right) \quad (4.2)$$

Sendo que, a corrente i_{sdm} é controlada de modo a manter a tensão $v_{p'n'}$ igual à seu valor de referência, enquanto a corrente i_{scm} é controlada para manter as tensões dos barramentos positivo $v_{p'o'}$ e negativo $v_{o'n'}$ equilibradas. Para esta análise, optou-se por utilizar controladores do tipo PI (proporcional integral) que garantem erro nulo em regime permanente. A função de transferência deste controlador é dada por:

$$C_{sxm} = k_{pxm} + \frac{k_{ixm}}{s}, \quad (4.3)$$

aonde o índice $x = c, d$ é usado para denominar modo comum e diferencial, e k_{pxm} e $k_{ixm} = k_{pxm}/T_{ixm}$ são os ganhos proporcional e integral dos controladores.

As funções de transferência de malha fechada com relação à referência e à corrente de saída são apresentadas por (4.4) e (4.5) nas quais o índice x novamente assume o valor d para a malha de tensão de modo diferencial e c para a malha de tensão de modo comum. Nota-se que as funções de transferência das duas malhas, de modo comum e diferencial, são muito semelhantes já que a planta nos dois casos possui a mesma representação, porém, os dois controladores são independentes e podem possuir dinâmicas diferentes.

$$\frac{\hat{v}_{xm'}}{\hat{v}_{xm'}^*} = 2k_{pxm} \frac{(sT_{ixm} + 1)}{s^2C_sT_{ixm} + s2k_{pxm}T_{ixm} + 2k_{pxm}} \quad (4.4)$$

$$\frac{\hat{v}_{xm'}}{\hat{i}_{gxm}} = \frac{sT_{ixm}}{s^2C_sT_{ixm} + s2k_{pxm}T_{ixm} + 2k_{pxm}} \quad (4.5)$$

As figuras 29 e 30 mostram os gráficos de resposta em frequência da tensão de saída com relação à referência e com relação à perturbação de corrente, respectivamente, para o sistema da figura 27 com os parâmetros da rede em estudo apresentados na tabela 4.

Um modelo da rede mais completo, incluindo a dinâmica do retificador de entrada é apresentado na figura 31.

Nota-se que este modelo torna-se complexo pois os barramentos positivo e negativo não podem ser analisados de forma independente, já que estão acoplados. Esse acoplamento resulta de uma impedância do condutor central não nula e isso leva à um sistema de alta ordem.

O problema de estabilidade da rede pode ser simplificado desprezados, por hora, as impedâncias das cargas Z_{lp} e Z_{ln} e das fontes distribuídas P_p e P_n uma vez que de acordo com os critérios de estabi-

Tabela 4 – Parâmetros da rede.

Parâmetro	Valor
C_s	1, 2 mF
C_c	220 μ F
L_g	100 μ H
R_g	70 $\mu\Omega$
k_{pcm}	90, 5 mS
T_{icm}	26, 5 ms
k_{pdm}	4, 525 mS
T_{idm}	5, 3 ms
$v_{p'n'}$	640 V
P_{gmax}	3 kW + 3 kW
P_{dmax}	1, 6 kVA

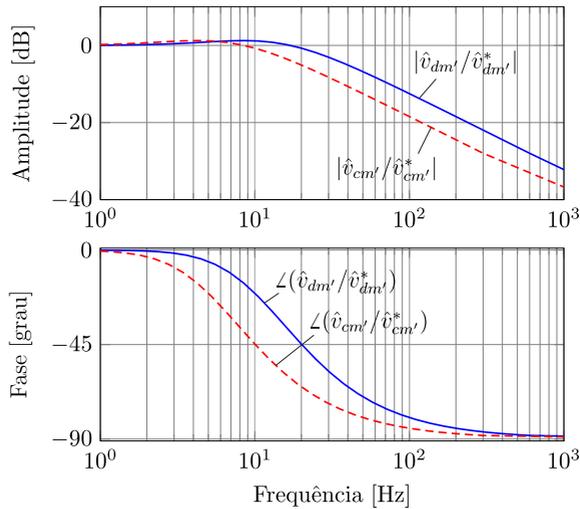


Figura 29 – Função de transferência da tensão de saída do retificador pela sua referência em componentes de modo comum e diferencial.

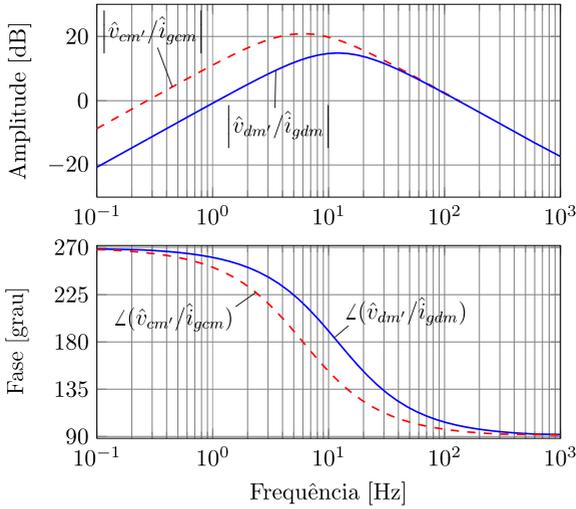


Figura 30 – Impedância de saída de modo comum e de diferencial do retificador.

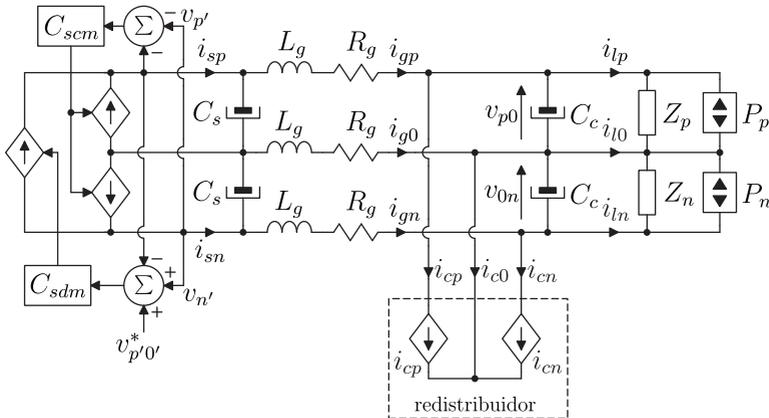


Figura 31 – Rede de distribuição.

lidade apresentados em [18–22], estas impedâncias podem ser inseridas numa segunda etapa de análise para verificar a estabilidade global do sistema. Estes critérios de estabilidade baseiam-se em dividir o sistema em dois, modelados isoladamente, e analisar a estabilidade global do sistema pela relação entre as impedâncias dos dois subsistemas. Com isso, o problema da estabilidade global da rede é dividido em dois e resume-se à analisar a relação entre a impedância de saída da rede (que inclui a dinâmica do lado CC do retificador, do redistribuidor de correntes e das impedâncias dos alimentadores) e a impedância de entrada das cargas. No entanto, mesmo com esta técnica, o modelo matemático resultante para o caso de análise é de oitava ordem, o que dificulta sua manipulação analítica. Este modelo, representado em espaço de estados, é apresentado em (4.7) e (4.6), enquanto figura 32 apresenta graficamente a impedância de saída de um dos barramentos (positivo neste caso) para o sistema em estudo.

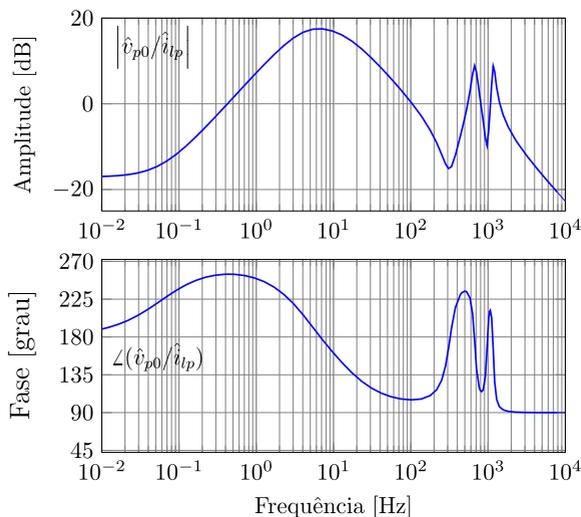


Figura 32 – Impedância de saída do barramento positivo vista no ponto de conexão com as cargas.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (4.6)$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{x} &= [v_{lp0} \quad v_{ln0} \quad v_{p0} \quad v_{n0} \quad i_{sp} \quad i_{sn} \quad i_{gp} \quad i_{gn}]' \\
\mathbf{u} &= [i_{lp} \quad i_{ln} \quad i_{cp} \quad i_{cn} \quad V_{p'n'}^*]' \\
\mathbf{A} &= \begin{bmatrix}
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_c} & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_c} \\
0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_s} & 0 & \frac{-1}{C_s} & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_s} & 0 & \frac{-1}{C_s} \\
0 & 0 & k_{i1} & k_{i2} & \frac{k_{p1}}{C_s} & \frac{k_{p2}}{C_s} & \frac{-k_{p1}}{C_s} & \frac{-k_{p2}}{C_s} \\
0 & 0 & k_{i2} & k_{i1} & \frac{k_{p2}}{C_s} & \frac{k_{p1}}{C_s} & \frac{-k_{p2}}{C_s} & \frac{-k_{p1}}{C_s} \\
\frac{-2}{3L_g} & \frac{1}{3L_g} & \frac{2}{3L_g} & \frac{-1}{3L_g} & 0 & 0 & \frac{-R_g}{L_g} & 0 \\
\frac{1}{3L_g} & \frac{-2}{3L_g} & \frac{-1}{3L_g} & \frac{2}{3L_g} & 0 & 0 & 0 & \frac{-R_g}{L_g} \\
\frac{1}{3L_g} & \frac{-2}{3L_g} & \frac{-1}{3L_g} & \frac{2}{3L_g} & 0 & 0 & 0 & \frac{-R_g}{L_g}
\end{bmatrix} \quad (4.7)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{B} &= \begin{bmatrix}
\frac{-1}{C_c} & 0 & \frac{-1}{C_c} & 0 & 0 \\
0 & \frac{-1}{C_c} & 0 & \frac{-1}{C_c} & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & k_{idm} \\
0 & 0 & 0 & 0 & -k_{idm} \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0
\end{bmatrix} \\
&\quad \begin{aligned}
k_{i1} &= -k_{icm} - k_{idm} \\
k_{i2} &= -k_{icm} + k_{idm} \\
k_{p1} &= -k_{pcm} - k_{pdm} \\
k_{p2} &= -k_{pcm} + k_{pdm}
\end{aligned} \quad (4.8)
\end{aligned}$$

aonde \mathbf{x} representa os estados do sistema \mathbf{u} e suas variáveis de entrada.

Verifica-se da figura 32, que a rede possui duas frequências de ressonância pouco amortecidas. Estas, são originárias da interação entre as capacitâncias do retificador C_s , das capacitâncias no ponto de conexão das cargas C_c e das indutâncias da rede L_g . O pouco amortecimento desta ressonância deve-se apenas às resistências R_g dos alimentadores que devem ser mantidas baixas devido às perdas que elas causam no sistema. Nota-se também, que a capacitância C_c tem relação direta

com a faixa de frequência em que as ressonâncias ocorrem. Quanto maior seu valor, menor a frequência em que os pontos de ressonância ocorrem e mais amortecidas são estas ressonâncias conforme mostra a figura 33 que apresenta o deslocamento dos polos e zeros ressonantes no plano s com o aumento da capacitância C_c . Sendo assim, este parâmetro do sistema, juntamente com normalização do perfil de impedâncias das cargas e das fontes distribuídas, pode ser utilizado para confinar as ressonâncias dentro de uma faixa de frequências específica, facilitando assim o amortecimento destas através de técnicas de amortecimento passivas seletivas [23] que possuem menos perdas que a utilização direta de resistências de amortecimento, ou mesmo através de técnicas de amortecimento ativo que atuam em uma banda de frequências limitada devido à frequência de comutação dos conversores que as implementam.

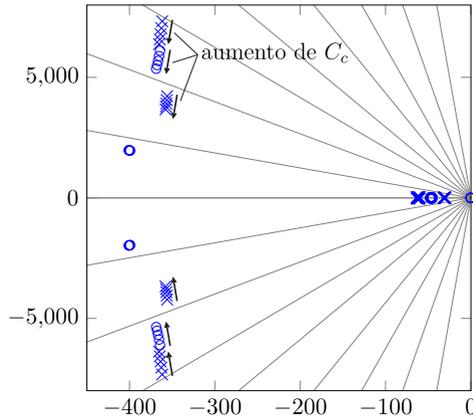


Figura 33 – Deslocamento dos polos e zeros ressonantes no plano s com o aumento da capacitância C_c .

Aplicando a transformação (A.3), que faz a decomposição das variáveis do sistema em componentes de modo diferencial e modo comum, ao modelo descrito por (4.7), obtém-se um novo que pode ser decomposto em dois submodelos, um de modo comum e um de modo diferencial, que são desacoplados entre si e possuem metade da ordem do sistema original. As matrizes que representam estes submodelos em espaço de estado, conforme (4.6), são apresentadas em (4.10) e (4.11).

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{dm} = \mathbf{A}_{dm}\mathbf{x}_{dm} + \mathbf{B}_{dm}\mathbf{u}_{dm} \\ \dot{\mathbf{x}}_{cm} = \mathbf{A}_{cm}\mathbf{x}_{cm} + \mathbf{B}_{cm}\mathbf{u}_{cm} \end{cases} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}_{dm} &= [v_{dm} \ v_{dm'} \ i_{sdm} \ i_{gdm}]' \\
\mathbf{u}_{dm} &= [i_{ldm} \ v_{dm}^* \ i_{cdm}]' \\
\mathbf{A}_{dm} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1/C_c \\ 0 & 0 & 1/C_s & -1/C_s \\ 0 & -2k_{idm} & -2k_{pdm}/C_s & 2k_{pdm}/C_s \\ -1/L_g & 1/L_g & 0 & -R_g/L_g \end{bmatrix} \\
\mathbf{B}_{dm} &= \begin{bmatrix} -1/C_c & 0 & -1/C_c \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2k_{idm} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.10}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}_{cm} &= [v_{cm} \ v_{cm'} \ i_{scm} \ i_{gcm}]' \\
\mathbf{u}_{cm} &= [i_{lcm} \ v_{cm}^* \ i_{ccm}]' \\
\mathbf{A}_{cm} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1/C_c \\ 0 & 0 & 1/C_s & -1/C_s \\ 0 & -2k_{icm} & -2k_{pcm}/C_s & 2k_{pcm}/C_s \\ -1/(3L_g) & 1/(3L_g) & 0 & -R_g/L_g \end{bmatrix} \\
\mathbf{B}_{cm} &= \begin{bmatrix} -1/C_c & 0 & -1/C_c \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2k_{icm} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.11}$$

A figura 34 apresenta os modelos (4.10) e (4.11) na forma de circuitos equivalentes, enquanto a figura 35 mostra um diagrama de resposta em frequência das impedâncias de saída de modo comum e diferencial vista no ponto de conexão com as cargas ($Z_{ocm} = \hat{v}_{cm}/\hat{i}_{lcm}$ e $Z_{odm} = \hat{v}_{dm}/\hat{i}_{ldm}$, respectivamente). Nota-se, que com a decomposição do modelo em componentes de modo comum e diferencial, as duas ressonâncias encontradas na figura 32, foram divididas, aparecendo uma delas no modelo de modo comum e a outra no modelo de modo diferencial. Isso facilita a utilização de técnicas de amortecimento ativo, já que a componente de tensão de modo comum v_{cm} está completamente desacoplada da componente de corrente de modo diferencial i_{ldm} , e vice-versa (ou seja, $\hat{v}_{cm}/\hat{i}_{ldm} = 0$ e $\hat{v}_{dm}/\hat{i}_{lcm} = 0$). Já com as variáveis do modelo original, encontrava-se um acoplamento entre a tensão do barramento positivo v_{p0} e a corrente do barramento negativo i_{ln} , e vice-versa.

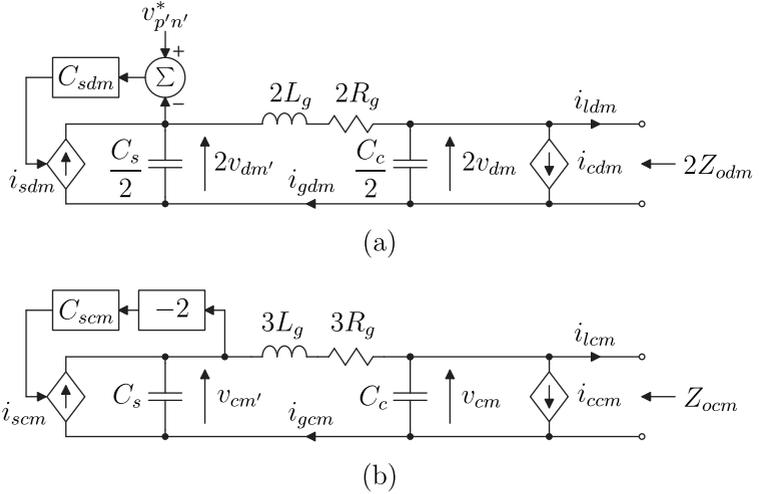


Figura 34 – Rede de distribuição decomposta em: (a) circuitos equivalentes de modo comum e (b) de modo diferencial.

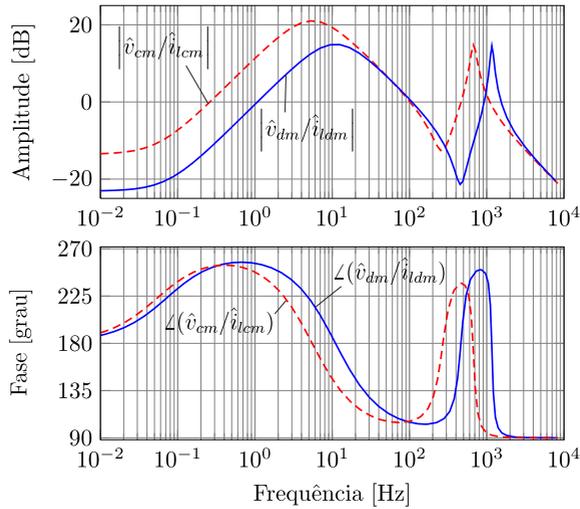


Figura 35 – Impedância de saída da rede decomposta em componentes de modo comum e diferencial vista no ponto de conexão com as cargas.

4.3 AMORTECIMENTO ATIVO

Devido às ressonâncias do sistema, degraus de carga resultarão em oscilações pouco amortecidas nas tensões no ponto de conexão com as cargas, tanto do barramento positivo como do negativo. Além da degradação da tensão entregue às cargas, dependendo da impedância de entrada destas cargas, estas oscilações podem resultar na instabilidade do sistema. Portanto, deseja-se amortecer estas ressonâncias tanto quanto possível, contribuindo dessa forma para a estabilidade global do sistema.

Técnicas passivas de amortecimento, tais como as utilizadas em [23], são baseadas em retirar a energia das oscilações e convertê-las em calor, através de resistores. Esse processo retira energia do sistema e portanto, aumenta as perdas globais. Em redes ativas, o rendimento é um dos pontos a serem melhorados e portanto técnicas alternativas, que apresentem maior rendimento, são desejáveis. Por isso técnicas de amortecimento ativas tonam-se bastante atraentes.

Como a função de redistribuir correntes do redistribuidor opera apenas em baixas frequências, as correntes de entrada do redistribuidor podem ser controladas de tal forma à emular em sua entrada (ponto de conexão das cargas), numa faixa de frequência mais elevada, impedâncias tais que amortecem as ressonâncias do sistema.

Com a transformação utilizada para decompor o sistema em sub-sistemas de modo comum e diferencial, a representação matemática das ressonâncias foi simplificada, já que cada submodelo possui apenas uma ressonância. Com isso, as impedâncias a serem emuladas na entrada do redistribuidor podem ser projetadas na forma de um compensador clássico. Sendo este controlador projetado de forma a trazer os polos ressonantes da função de transferência de malha fechada $\hat{v}_{dm}/\hat{i}_{ldm}$ para regiões mais amortecidas do plano s .

A figura 36 apresenta uma possível implementação do amortecimento ativo. A rede é representada através de sua impedância de saída Z_{oxm} . A tensão da rede é perturbada pela corrente da carga e pela corrente do redistribuidor que é a variável de atuação do controlador do amortecimento ativo. Neste sistema, o filtro passa-baixas representa a dinâmica das malhas internas de controle das correntes de entrada (estudadas em detalhes no capítulo 7). O filtro passa-altas, aplicado à medição das componente de modo diferencial e comum das tensões da rede, é inserido ao sistema para que a malha de amortecimento não atue em baixas frequências, interferindo nas malhas de controle de fluxo de potência da rede para o redistribuidor e de compensação da corrente

de neutro. Estes dois filtros resultam em um filtro passa-banda que restringe a ação do amortecimento ativo a uma determinada faixa de frequências.

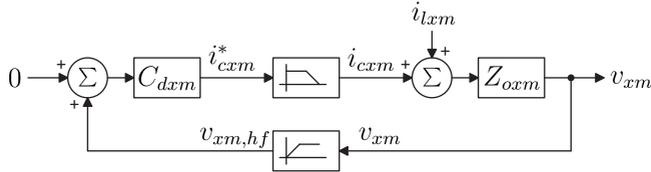


Figura 36 – Sistema com amortecimento ativo

C_{dxm} , sendo $x = c, d$ para as malhas de amortecimento de modo comum e diferencial, podem ser controladores de qualquer tipo, sendo que, a utilização de controladores do tipo proporcional, que foram os utilizados neste trabalho, equivalem à emular resistências em paralelo aos barramentos de tensão da rede dos modelos apresentados na figura 34 para a faixa de frequência de atuação das malhas de amortecimento. A resistência emulada é igual ao inverso do ganho do controlador.

Para o projeto dos controladores de amortecimento ativo considera-se que as malhas de controle das correntes de modo diferencial e de modo comum na entrada do retificador podem ser modeladas por um filtro passa-baixa de segunda ordem com a frequência de corte do sistema em malha fechada de aproximadamente 2,4 kHz e amortecimento $\xi = 0,9$ (esta resposta em malha fechada é obtida no capítulo 7). O filtro passa-altas é projetado com frequência de corte de 250 Hz. As respostas em frequência dos dois filtros são mostradas na figura 37.

Através do lugar da raízes, pode-se projetar o ganho do controlador de modo a maximizar o amortecimento para este tipo de controlador. Por exemplo, utilizando um controlador do tipo proporcional, obteve-se, para a malha de controle de modo diferencial, um diagrama do lugar das raízes conforme apresentado na figura 38. O ganho do controlador pode ser calculado de modo a maximizar o amortecimento dos polos ressonantes (o fator de amortecimento ξ é representado no lugar das raízes pelas linhas radiais com relação ao ponto $(0, 0)$ do plano s). Isso leva os polos ressonantes às regiões indicadas nesta figura. Procedendo desta forma, os polos ressonantes que possuem fator de amortecimento $\xi = 0.05$ sem amortecimento ativo são levados à uma região do plano s com amortecimento $\xi = 0.28$, para a malha de modo comum deste sistema. Essa técnica altera também a frequência em que a ressonância ocorre e não apenas seu amortecimento. Nota-se ainda,

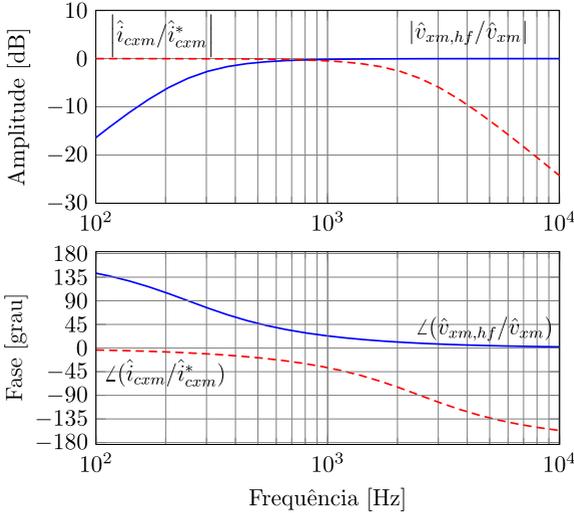


Figura 37 – Filtro passa-baixas representando a dinâmica das malhas de controle das correntes de entrada do retificador e filtro passa-altas imposto para seleção de frequência de atuação do amortecimento ativo.

que embora o controlador proporcional utilizado emule resistência em paralelo à rede, o aumento indeterminado do ganho do controlador (redução da resistência emulada) não resulta necessariamente num aumento do amortecimento, já que essa emulação de resistência (com fase nula) ocorre apenas pontualmente no espectro de frequências. O aumento do ganho do controlador pode até levar o sistema à instabilidade como fica claro no diagrama do lugar das raízes da figura 38.

Aplicando o procedimento de projeto apresentado, tanto para a malha de amortecimento de modo comum como a de modo diferencial, obtêm-se um considerável ganho no amortecimento das ressonâncias como pode ser visto pelo diagrama de resposta em frequência das impedâncias de modo comum e diferencial da rede apresentados nas figuras 39 e 40. Nestas, são comparadas as impedâncias da rede com e sem as malhas de amortecimento ativo. As figuras 41 e 42 apresentam um detalhe das oscilações com e sem amortecimento ativo quando o sistema é submetido à degraus unitários de correntes de modo diferencial e comum. Nesta figura as tensões continuam decaindo devido ao grande tempo de resposta das malhas de controle das tensões de saída do retificador.

Aplicando a inversa da transformada (A.3) ao modelo com as

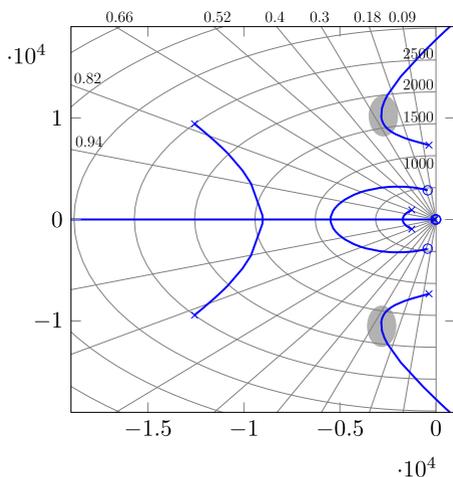


Figura 38 – Lugar das raízes para a malha de amortecimento ativo de modo diferencial.

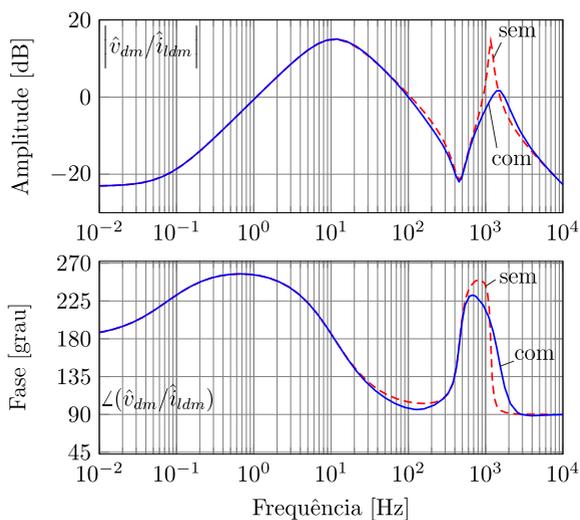


Figura 39 – Impedância de saída de modo diferencial para a rede com e sem amortecimento ativo.

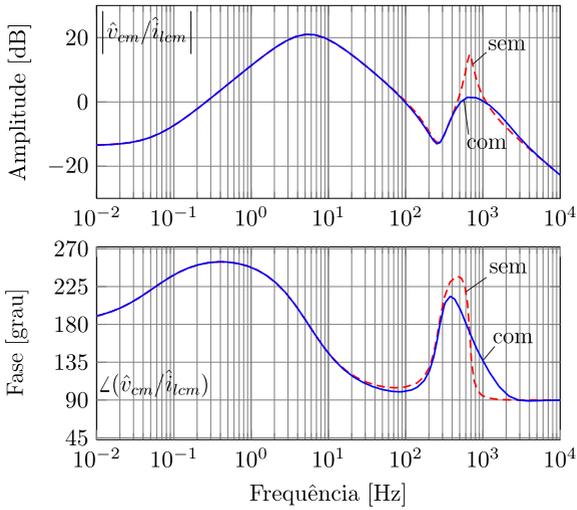


Figura 40 – Impedância de saída de modo comum para a rede com e sem amortecimento ativo.

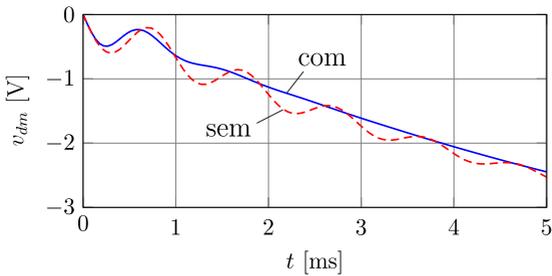


Figura 41 – Detalhe da oscilação na resposta à degrau de corrente de modo diferencial.

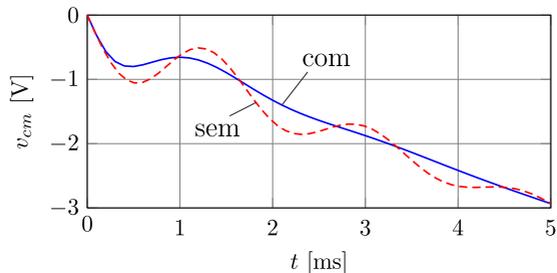


Figura 42 – Detalhe da oscilação na resposta à degrau de corrente de modo comum.

malhas de amortecimento ativo, obtêm-se novamente a representação do sistema nas variáveis de linha. A figura 43 apresenta novamente a impedância de saída do barramento positivo, porém, agora é feito um comparativo do sistema com e sem o amortecimento ativo. Aplicando as malhas de amortecimento ativo diretamente nas variáveis de linha resultaria no mesmo efeito, porém, o projeto destes controladores não seria tão simples como o feito nos submodelos de modo comum e diferencial.

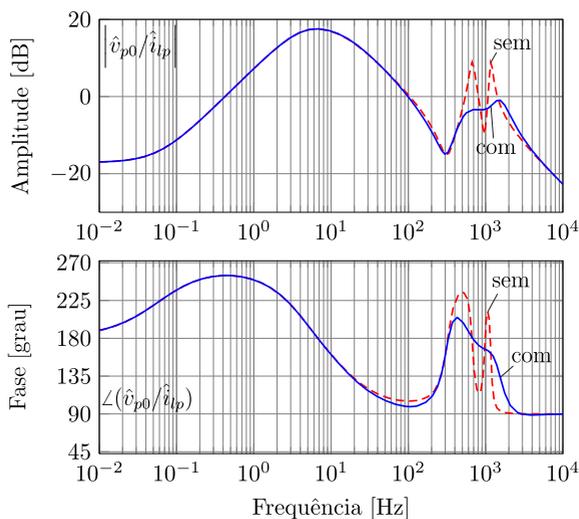


Figura 43 – Impedância de saída do barramento positivo da rede com e sem amortecimento ativo.

4.4 CONCLUSÃO

O objetivo principal deste capítulo foi desenvolver uma modelagem dinâmica da rede de distribuição CC. Neste processo, verificou-se que a utilização de uma transformação linear que decompõe as variáveis de linha em componentes de modo comum e diferencial pode ser utilizada a fim de subdividir este modelo e com isso obter uma representação matemática mais simples.

A modelagem desenvolvida mostra que a tensão no ponto de conexão com as cargas apresenta oscilações pouco amortecidas quando a rede é submetida a degraus de carga e que o redistribuidor de correntes proposto neste trabalho, por estar localizado próximo às cargas, pode também auxiliar na estabilidade da rede implementando em sua estratégia de controle malhas de amortecimento ativo. A mudança de base utilizada na modelagem da rede também se mostrou útil no processo de projeto deste sistema de amortecimento ativo.

5 ESTRUTURAS DE POTÊNCIA

5.1 INTRODUÇÃO

Nos capítulos 3 e 4 foram abordados aspectos globais do funcionamento do redistribuidor de correntes ligado à rede de distribuição CC. Destes capítulos sabe-se quais as características externas que uma estrutura de potência, juntamente com seu sistema de modulação e controle, deve possuir para ser capaz de implementar as funcionalidades desejadas para o redistribuidor de correntes.

O estágio de potência do redistribuidor de correntes pode ser formado por diversas topologias CC—CC distintas. Como exigência para a realização do redistribuidor temos que a estrutura deva ser capaz de impor suas correntes de entrada. Com o controle de duas das correntes de entrada (a terceira é linearmente dependente destas duas), em uma ampla faixa de frequências, controla-se tanto a componente de modo comum como a componente de modo diferencial das correntes de entrada nesta faixa de frequências. Com isso, é possível implementar quatro funções distintas para o redistribuidor: (i) redistribuição de corrente, (ii) interface com banco de baterias ou super-capacitores para carga e descarga com fluxo de potência controlado; (iii) amortecimento ativo; (iv) capacidade de manter o barramento bipolar na falta de um dos alimentadores. A tabela 5 apresenta como essas funções são implementadas e a faixa de frequência em que elas tipicamente operam. Estas faixas de frequência são apresentadas apenas de forma relativa para explicitar como algumas das funcionalidades, que são controladas através da atuação numa mesma variável, podem ser desacopladas em faixas de frequência.

Tabela 5 – Funções do redistribuidor de correntes

função	variável de atuação	faixa de frequência	modo de operação
(i)	i_{ccm}	CC e baixa	normal
(ii)	i_{cdm}	CC e baixa	normal
(iii)	i_{ccm} e i_{cdm}	alta	normal
(iv)	i_{ccm}	CC e baixa	falha

Algumas das estruturas que possibilitam a implementação do redistribuidor de correntes são apresentadas nas figuras 44 e 45. Nem todas estas estruturas são capazes de implementar todas as funções

descritas na tabela 5 já que estas apresentam limitações às variáveis de atuação i_{ccm} e i_{cdm} . Na estrutura (a), por exemplo, tem-se que $\bar{i}_{cdm} = 0$ e com isso apenas as funções (i) e (iv) podem ser implementadas. As estruturas (b) e (c) não podem transferir potência média para seu estágio de saída já que este é composto apenas por um capacitor, logo, tem-se que $I_{cdm} = 0$ e isso elimina a possibilidade da implementação da função (ii). A tabela 6 resume quais as funções que podem ser implementadas por cada estrutura das figuras 44 e 45 e quais as restrições inerentes à estrutura que impossibilitam a implementação das demais funções.

Tabela 6 – Restrições das função possíveis de ser implementadas com as estruturas das figuras 44 e 45

estrutura	funções possíveis	restrição	condição
(a)	(i), (iv)	$i_{cdm} = 0$	
(b), (c)	(i), (iii), (iv)	$I_{cdm} = 0$	$V_o > V_{pn}$
(d)	(i), (ii), (iii), (iv)		$V_b > V_{pn}$
(e)	(i), (ii), (iii), (iv)		$V_b < V_{pn}$
(f)	(i), (ii), (iii), (iv)		

A estrutura (a) destaca-se por sua simplicidade já que não possui capacitores, possuindo apenas um indutor e dois interruptores. Isto possibilita que ela opere com alto rendimento comparado às outras. Porém, na operação normal do redistribuidor, ela é capaz de implementar apenas a função principal de redistribuição. Outro aspecto negativo é que as correntes drenadas dos condutores positivo e negativo da rede de distribuição são pulsadas o que compromete a qualidade de energia da rede.

As estruturas (b) e (c) são semelhantes, sendo que (b), que é essencialmente composta por dois conversores *boost* bidirecionais com saída em comum e possui como desvantagem o fato de operar injetando ruído de comutação de forma assimétrica na rede. Enquanto (c) é um conversor *boost* CC—CC trifásico bidirecional que possui um indutor e dois interruptores adicionais. Estas duas estruturas são elevadoras de tensão e devem operar com $V_o > V_{pn}$ o que pode resultar, dependendo das tensões da linha, em uma tensão de saída e, por consequência, também nos interruptores e capacitores bastante elevada. Uma grande vantagem destas estruturas é que elas possuem entrada do tipo *boost* que proporciona correntes com baixa ondulação, necessitando pouca filtragem para conexão à rede.

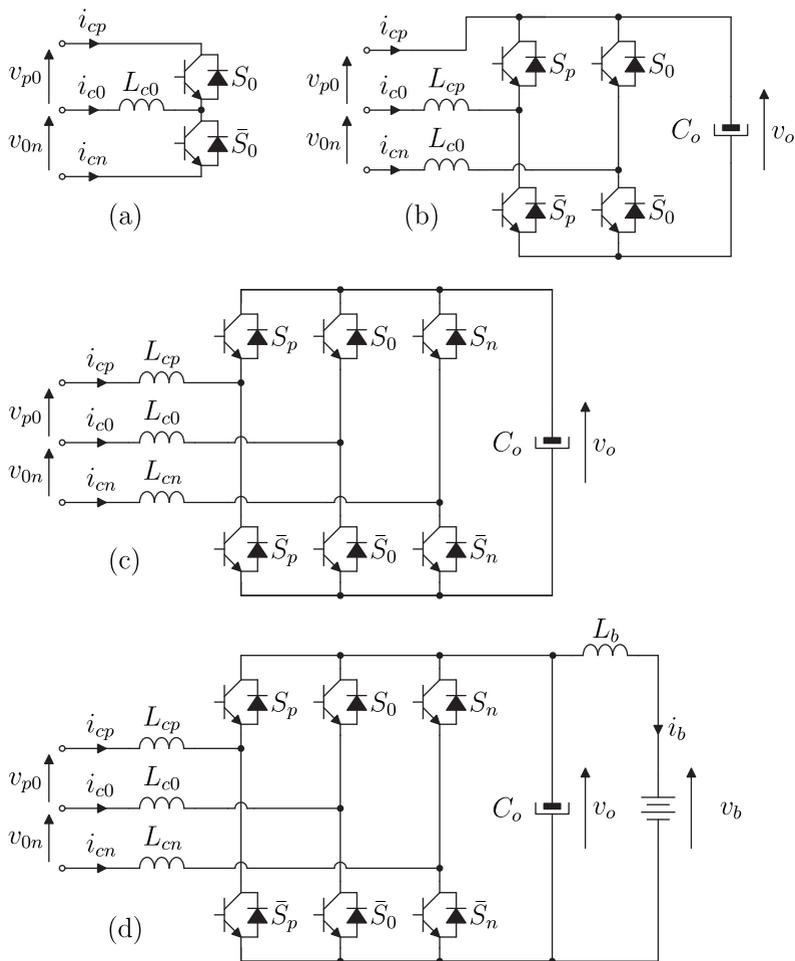


Figura 44 – Estruturas de potência (parte 1) baseadas em conversores tipo (a) *buck* e (b), (c), (d) *boost*.

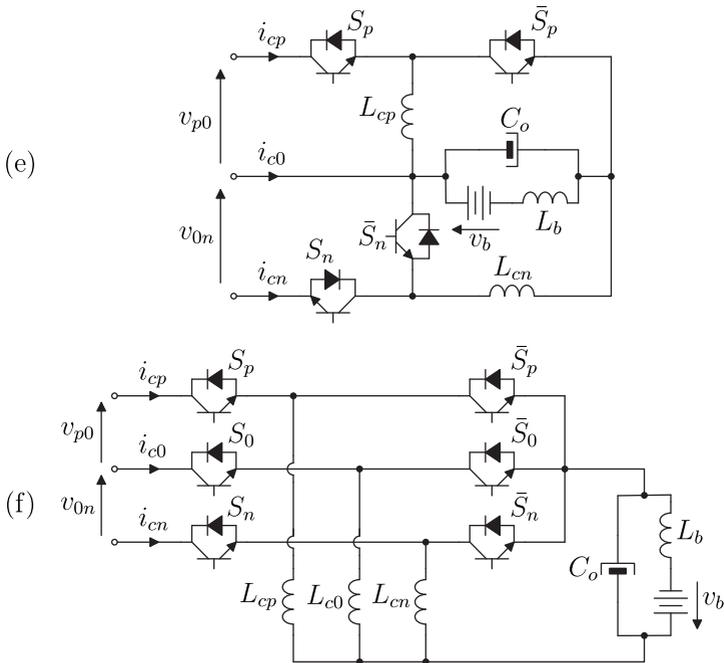


Figura 45 – Estruturas de potência (parte 2) baseadas em conversores tipo (e) *buck* e *boost* e (f) *buck-boost*.

A estrutura (d) consiste na estrutura (c) com a saída conectada à um indutor de filtragem e um banco de baterias (ou super-capacitores). Esta configuração adiciona a possibilidade do redistribuidor operar também como interface para carga e descarga controlada do banco de baterias (ou super-capacitores, ou arranjos destes com fontes de energia em CC). Ela possui a desvantagem de operar com $V_o > V_{pn}$ e $V_o = V_b$ o que restringe sua utilização à redes com tensões baixas já que não é desejável que o banco de baterias tenha muitas células em série devido à dificuldades no balanceamento da tensão individual de cada célula, o que tem impactos diretos na segurança do sistema. Porém, mesmo com essa limitação prática esta estrutura será a escolhida para o desenvolvimento deste trabalho devido sua grande simplicidade, por ser uma estrutura bastante difundida na indústria na forma de retificadores controlados e inversores para aplicações em baixa tensão, sua utilização como conversor CC—CC possibilita inclusão de comutação suave do tipo ZVS de forma bastante simples, além de ser uma das estruturas capazes de implementar todas as funções para o redistribuidor de correntes abordadas neste trabalho.

A estrutura (e) é composta por um conversor do tipo *buck—boost* bidirecional conectada ao barramento positivo e um conversor *buck* bidirecional conectado ao barramento negativo com saída comum. Ela deve operar como abaixadora de tensão, o que é ideal para a conexão à um banco de baterias muito embora seu ponto de operação ideal seja com V_o/V_{pn} próximo de um. Além disso, um dos terminais da bateria é conectado diretamente ao neutro da rede que possui baixa impedância para o terra. Como principal desvantagem apresenta entrada do tipo *buck*, cuja corrente é pulsada e por isso mais difícil de ser controlada na prática, além de se necessitar de uma etapa de filtragem mais complexa.

A estrutura (f) consiste em um conversor *buck—boost* trifásico bidirecional. A exemplo de (e) esta estrutura também possui entrada do tipo *buck*, porém difere desta por não possuir sua saída com ligação direta ao neutro nem a limitação de ser apenas abaixadora.

5.2 ONDULAÇÃO DAS CORRENTES DE ENTRADA

Nesta seção será analisada a ondulação das correntes de entrada da estrutura (d) em regime permanente, a qual é a estrutura adotada para o desenvolvimento deste trabalho. A quantização desta ondulação é necessária para o projeto de filtros de entrada e dos indutores da estrutura.

Considerando a estrutura da figura 44(d) operando em regime permanente, comandada através de modulação do tipo PWM com frequência f_s , e ainda, desconsiderando ondulações das variáveis de controle e das tensões de entrada e saída, tem-se que o conversor é comandado através de razões cíclicas constantes que idealmente dependem apenas da relação entre as tensões de saída e entrada do redistribuidor. Para tensões de entrada equilibradas, aonde $V_{p0} = V_{0n} = V_{pn}/2$ e assumindo que a razão cíclica da perna central é $D_0 = 1/2$ (no capítulo 6 será desenvolvida uma modelagem estática mais detalhada do conversor, que justifica esta escolha) obtém-se que:

$$D_p = \frac{1}{2} + D_\Delta \quad (5.1)$$

$$D_n = \frac{1}{2} - D_\Delta \quad (5.2)$$

$$(5.3)$$

sendo

$$D_\Delta = \frac{V_{pn}}{2V_o} \quad (5.4)$$

Pela simplicidade de implementação prática utilizou-se um modulador PWM baseado em apenas uma portadora triangular comum aos três comandos dos interruptores. Os sinais de comparação do modulador, bem como as funções de comutação resultantes da modulação são apresentados na figura 46, aonde definem-se as funções de comutação s_p , s_0 e s_n para os interruptores S_p , S_0 e S_n , respectivamente, como

$$s_x(t) = \begin{cases} 1 & , \text{ se o interruptor } S_x \text{ conduz} \\ 0 & , \text{ se o interruptor } S_x \text{ não conduz} \end{cases} \quad (5.5)$$

sendo $x = p, 0, n$. Ainda pode-se representar as funções de comutação na forma vetorial, como $\vec{s} = [s_p \quad s_0 \quad s_n]'$.

Nota-se da figura 46 que o conversor opera em quatro estados diferentes sendo dois deles, [111] e [000], equivalentes. Os circuitos equivalentes dos estados de operação do redistribuidor juntamente com as equações que descrevem as tensões sobre os indutores são apresentados na figura 47.

Através das equações das tensões sobre os indutores para cada estado, apresentadas na figura 47, pode-se obter o formato e amplitude da ondulação das três correntes de entrada. Como o modelo utilizado para a condição de regime desconsidera ondulações das tensões de entrada e saída e resistências parasitas, as equações para as tensões sobre

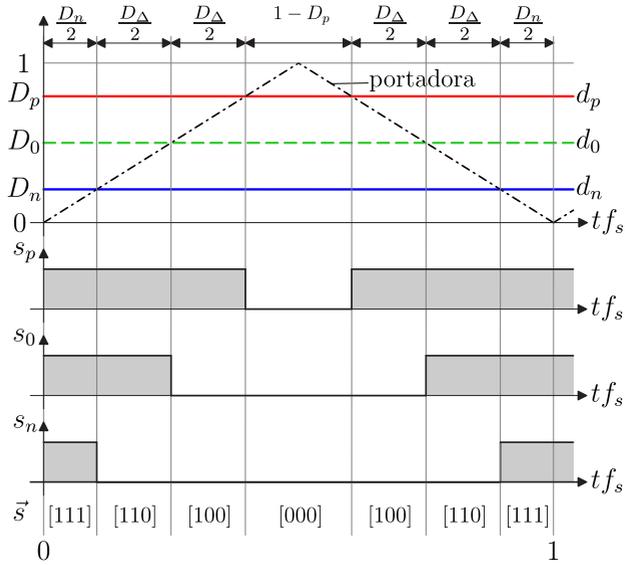


Figura 46 – Modulação.

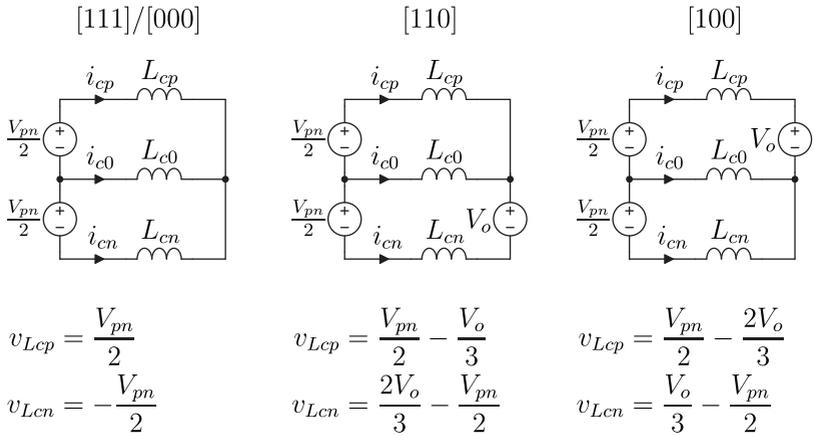


Figura 47 – Circuitos equivalentes dos estados de operação do redistribuidor.

os indutores são constantes dentro do período de cada estado de comutação e isso resulta em uma corrente formada por segmentos de reta. A inclinação destes segmentos de reta dependem da relação entre as tensões de entrada e saída e disso surgem dois padrões distintos para as correntes i_{cp} e i_{cn} como mostrado na figura 48. O primeiro é para a condição $V_o > 3/2V_{pn}$, representado em linha cheia e o segundo para a condição $V_o < 3/2V_{pn}$ representado em linha tracejada. Nota-se também que a frequência fundamental da ondulação das correntes i_{cp} e i_{cn} é igual ao dobro da frequência de comutação enquanto a corrente i_{c0} possui uma ondulação com o dobro da amplitude e com a fundamental igual à frequência de comutação.

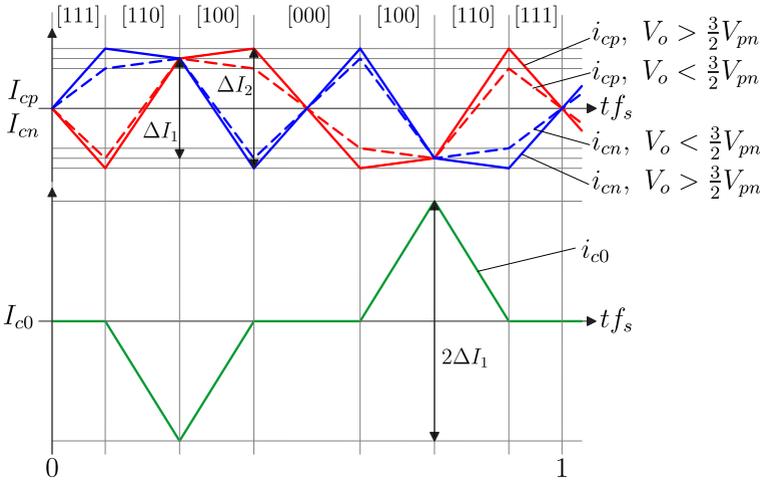


Figura 48 – Ondulação de corrente nos indutores do redistribuidor.

As amplitudes das ondulações das correntes de entrada ΔI_{cp} , ΔI_{cn} e ΔI_{c0} são expressas em (5.6) e (5.7) e pela figura 49, sendo $\beta_r = V_o/V_{pn}$ e $\Delta \tilde{I}_{cx}$ ($x = p, 0, n$) as amplitudes das ondulações parametrizadas por $\Delta \tilde{I}_{cx} = \Delta I_{cx} 4f_s L / V_{pn}$.

$$\Delta I_{cp} = \Delta I_{cn} = \begin{cases} \frac{V_{pn}}{4f_s L} \left(\frac{1}{3} \right) & \text{se } V_o \leq \frac{3}{2} V_{pn} \\ \frac{V_{pn}}{4f_s L} \left(1 - \frac{1}{\beta_r} \right) & \text{se } V_o \geq \frac{3}{2} V_{pn} \end{cases} \quad (5.6)$$

$$\Delta I_{c0} = \frac{V_{pn}}{4f_s L} \left(\frac{2}{3} \right) \quad (5.7)$$

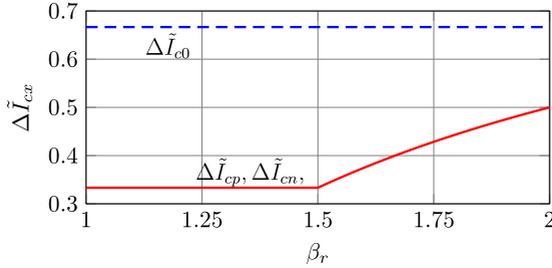


Figura 49 – Ondulação parametrizada de corrente nos indutores do redistribuidor.

5.3 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

Considerando novamente tensões de entrada e saída constantes e desconsiderando as ondulações das correntes apresentadas na seção anterior, tem-se que, em regime permanente, as correntes de entrada podem ser consideradas constantes e dependem apenas da potência P_d transferida entre os barramentos positivo e negativo da rede e da potência P_o transferida da rede para um possível banco de baterias. De (3.17) obtém-se as expressões para as correntes I_{cp} , I_{c0} e I_{cn} que são apresentadas em (5.8).

$$I_{cp} = I_{ccm} + I_{cdm} = \frac{P_o + 2P_d}{V_{pn}} \quad (5.8)$$

$$I_{c0} = -2I_{ccm} = -\frac{4P_d}{V_{pn}} \quad (5.9)$$

$$I_{cn} = I_{ccm} - I_{cdm} = \frac{P_o - 2P_d}{V_{pn}} \quad (5.10)$$

Os três braços do conversor operam com razões cíclicas fixas conforme (5.1) e, portanto, as expressões para as correntes médias e eficazes de cada um dos interruptores são calculadas conforme (5.11)–(5.22). Todos os interruptores operam com tensão de bloqueio máxima igual à tensão de saída.

$$I_{DSp,avg} = \begin{cases} \frac{2P_d + P_o}{V_{pn}} \left(\frac{\beta_r + 1}{2\beta_r} \right) & , \text{ se } (2P_d + P_o) > 0 \\ 0 & , \text{ se } (2P_d + P_o) < 0 \end{cases} \quad (5.11)$$

$$I_{Sp,avg} = \begin{cases} 0 & , \text{ se } (2P_d + P_o) > 0 \\ -\frac{2P_d + P_o}{V_{pn}} \left(\frac{\beta_r + 1}{2\beta_r} \right) & , \text{ se } (2P_d + P_o) < 0 \end{cases} \quad (5.12)$$

$$I_{DS0,avg} = \begin{cases} -\frac{4P_d}{V_{pn}} \left(\frac{1}{2} \right) & , \text{ se } P_d < 0 \\ 0 & , \text{ se } P_d > 0 \end{cases} \quad (5.13)$$

$$I_{S0,avg} = \begin{cases} 0 & , \text{ se } P_d < 0 \\ \frac{4P_d}{V_{pn}} \left(\frac{1}{2} \right) & , \text{ se } P_d > 0 \end{cases} \quad (5.14)$$

$$I_{DSn,avg} = \begin{cases} \frac{P_o - 2P_d}{V_{pn}} \left(\frac{\beta_r + 1}{2\beta_r} \right) & , \text{ se } (P_o - 2P_d) > 0 \\ 0 & , \text{ se } (P_o - 2P_d) < 0 \end{cases} \quad (5.15)$$

$$I_{Sn,avg} = \begin{cases} 0 & , \text{ se } (P_o - 2P_d) > 0 \\ -\frac{P_o - 2P_d}{V_{pn}} \left(\frac{\beta_r + 1}{2\beta_r} \right) & , \text{ se } (P_o - 2P_d) < 0 \end{cases} \quad (5.16)$$

$$I_{DSp,rms} = \begin{cases} \frac{2P_d + P_o}{V_{pn}} \sqrt{\frac{\beta_r + 1}{2\beta_r}} & , \text{ se } (2P_d + P_o) > 0 \\ 0 & , \text{ se } (2P_d + P_o) < 0 \end{cases} \quad (5.17)$$

$$I_{Sp,rms} = \begin{cases} 0 & , \text{ se } (2P_d + P_o) > 0 \\ -\frac{2P_d + P_o}{V_{pn}} \sqrt{\frac{\beta_r + 1}{2\beta_r}} & , \text{ se } (2P_d + P_o) < 0 \end{cases} \quad (5.18)$$

$$I_{DS0,rms} = \begin{cases} -\frac{4P_d}{V_{pn}} \sqrt{\frac{1}{2}} & , \text{ se } P_d < 0 \\ 0 & , \text{ se } P_d > 0 \end{cases} \quad (5.19)$$

$$I_{S0,rms} = \begin{cases} 0 & , \text{ se } P_d < 0 \\ \frac{4P_d}{V_{pn}} \sqrt{\frac{1}{2}} & , \text{ se } P_d > 0 \end{cases} \quad (5.20)$$

$$I_{DSn,rms} = \begin{cases} \frac{P_o - 2P_d}{V_{pn}} \sqrt{\frac{\beta_r + 1}{2\beta_r}} & , \text{ se } (P_o - 2P_d) > 0 \\ 0 & , \text{ se } (P_o - 2P_d) < 0 \end{cases} \quad (5.21)$$

$$I_{S_{n,rms}} = \begin{cases} 0 & , \text{ se } (P_o - 2P_d) > 0 \\ -\frac{P_o - 2P_d}{V_{pn}} \sqrt{\frac{\beta_r + 1}{2\beta_r}} & , \text{ se } (P_o - 2P_d) < 0 \end{cases} \quad (5.22)$$

Estas equações foram desenvolvidas para a estrutura (d), porém, elas também são válidas para a estrutura (c) fazendo $P_o = 0$, e as equações da perna central são válidas também para a estrutura (a) já que esta opera com a mesma corrente I_{c0} e com a mesma razão cíclica $D_0 = 1/2$. Nota-se ainda que os esforços nos interruptores da perna central, com exceção da tensão sobre as chaves, são os mesmos dos interruptores do balanceador de tensão conectado à saída do retificador para geração do ponto médio do barramento.

5.4 CORRENTE NO CAPACITOR DE SAÍDA

Desconsiderando a ondulação das correntes de entrada e tomando como premissa que apenas a parcela puramente CC da corrente do estágio de saída do redistribuidor é entregue ao banco de baterias (I_o), então temos que toda a componente alternada e somente ela circula pelo capacitor de saída C_o , ou seja, $I_{C_o,avg} = 0$. Disto, e da figura 47 pode-se obter a corrente que circula pelo capacitor em cada um dos estados topológicos do conversor. A figura 50 apresenta o forma de onda idealizada da corrente do capacitor de saída e a expressão (5.23) apresenta seu valor eficaz.

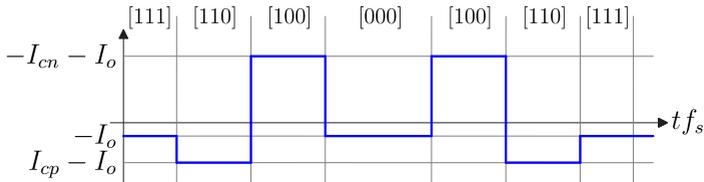


Figura 50 – Corrente no capacitor de saída.

$$I_{C_o,rms} = \sqrt{I_o^2(1 - D_\Delta) + (I_{cp} - I_o)^2 D_\Delta + (I_{cn} + I_o)^2 D_\Delta} \quad (5.23)$$

5.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo discutiu-se potenciais funções para que um redistribuidor de correntes possa melhorar o desempenho de uma rede de distribuição CC bipolar. Funções como redistribuição das correntes, interface com um sistema de armazenamento de energia, amortecimento ativo e a capacidade de manter a rede parcialmente funcionando em situações de falha, podem ser implementadas através de diferentes conversores, com diferentes técnicas de controle e supervisão. Porém, agregando estas funções em um único conversor, os custos destas funções pode ser reduzido, proporcionando melhor característica de custo-benefício.

Também apresentou-se algumas das estruturas de potência que podem ser utilizadas como redistribuidor de correntes para redes em corrente contínuas bipolares, bem como as restrições e características naturais de cada estrutura. Foi também eleita uma das estruturas para o estudo mais aprofundado neste e nos próximos capítulos. Para esta estrutura, apresentou-se a modulação utilizada, além do detalhamento de seu funcionamento e desenvolveu-se expressões para as ondulações das correntes nos indutores de entrada e esforços de corrente nos interruptores.

6 MODELAGEM DO CONVERSOR

6.1 INTRODUÇÃO

Diversas etapas de um projeto, tais como estimativa de esforços e projeto de controladores, são baseadas em modelos matemáticos. Modelos distintos podem ser desenvolvidos para uma mesmo sistema visando a representação de uma característica específica, sendo que cada um destes modelos pode ter suas próprias considerações e aproximações que desprezam características de pouco interesse para simplificar a representação das características de maior interesse. Neste capítulo serão desenvolvidos quatro modelos para a representação do redistribuidor: o primeiro propõe-se a descrever o comportamento dinâmico das correntes de entrada e é indispensável para o projeto adequado dos compensadores de corrente; um segundo modelo representa, também dinamicamente, o comportamento da tensão de saída do redistribuidor. Este é necessário para o projeto de uma malha de estabilização desta tensão. O terceiro representa a dinâmica da corrente injetada em um banco de baterias conectado à saída redistribuidor, que é necessário para o projeto da malha de controle da corrente de carga e descarga das baterias. O quarto consiste em um modelo estático que representa as condições de operação do redistribuidor em regime permanente que é utilizado na análise de esforços. Em todos os modelos, considerou-se que o conversor opera em modo de condução contínua, ou seja, as correntes de entrada são contínuas, não se anulando em momento algum.

O conversor utilizado para realizar a redistribuição de correntes da rede CC é do tipo *boost* trifásico bidirecional em corrente e é mostrado na figura 51. Este conversor é composto por três indutores de entrada de indutância L , um capacitor de saída de capacitância C_o cuja resistência série equivalente é representada por R_{C_o} e por seis interruptores, que na figura são representados por transistores de junção bipolar, muito embora possa-se utilizar quaisquer interruptores bidirecionais em corrente controlados tanto na entrada de condução como no bloqueio.

Para este conversor utilizou-se modulação PWM com frequência fixa, aqui denominada f_s conforme apresentado no capítulo 5. Os interruptores de um mesmo braço são comutados de forma complementar, como sugere a nomenclatura, para que se possa a todo instante impor as tensões de entrada. Além disso, um tempo morto é incluído na transição aberto—fechado de cada interruptor para evitar possíveis

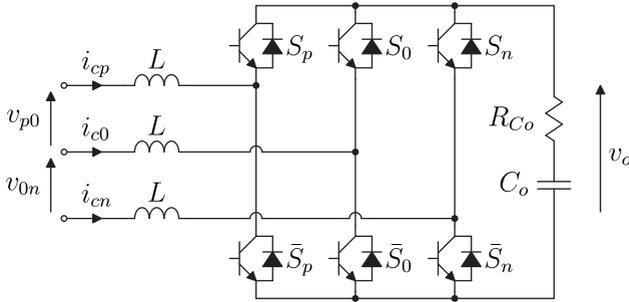


Figura 51 – Estrutura de potência do redistribuidor de correntes.

curto-circuitos de braço causados pelos atrasos e tempos de comutação dos interruptores.

Partindo das características de modulação faz-se a modelagem linearizada do conversor tanto para suas correntes de entrada como para a tensão de saída para, a partir deste modelo, projetar os compensadores de corrente de entrada e tensão de saída, necessários para operação do redistribuidor de correntes. Do processo de modelagem também é extraído um modelo estático que representa o conversor na condição de regime permanente.

6.2 MODELO PARA CORRENTES DE ENTRADA

Nesta seção deseja-se obter um modelo linearizado para valores médios quase instantâneos, ou seja, um modelo baseado nos valores médios das tensões e das correntes no período de comutação que represente o comportamento das correntes de entrada com relação à perturbações nas razões cíclicas de cada interruptor.

Para se obter estes modelos para o conversor da figura 51 substitui-se inicialmente o capacitor de saída por uma fonte de tensão v_o . Outra consideração adotada é que os interruptores são ideais, tanto no que diz respeito às suas perdas de condução como nos tempos de comutação. Considerando ainda modulação PWM e que os dois interruptores de um mesmo braço são comandados de forma complementar, desprezando o tempo morto já que comumente é muito menor que o período $T_s = 1/f_s$ da portadora do modulador PWM. Pode-se representar os interruptores de um mesmo braço por um único interruptor de duas posições. A figura 52 apresenta o conversor com estas considerações.

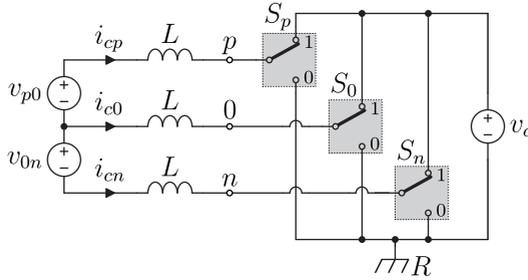


Figura 52 – Estrutura de potência idealizada para modelagem das correntes de entrada.

Para o equacionamento do sistema, adotou-se como referência o terminal negativo de saída do conversor. Este ponto de referência foi denominado potencial R . Outros três pontos, p , 0 e n , foram nomeados na figura 52 afim de auxiliar no desenvolvimento das equações que descrevem o funcionamento do conversor.

A tensão entre um ponto x , sendo que x pode ser p , 0 ou n , e o ponto de referência R é definido pela posição do interruptor S_x , que é representada pela função de comutação s_x (introduzida no capítulo 5). Quando o interruptor S_x está na posição 1 ($s_x = 1$) a tensão v_{xR} assume o valor da tensão de saída. Quando o interruptor S_x está na posição 0 ($s_x = 0$) a tensão v_{xR} é nula. Os valores instantâneos das tensões nos impostas pelo conversor são dadas por (6.1) e a figura 53 representa o comportamento instantâneo do conversor.

$$v_{xR} = s_x v_o \quad (6.1)$$

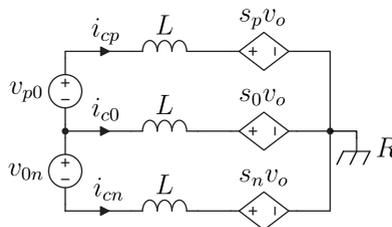


Figura 53 – Modelo para valores instantâneos.

A fim de simplificar a análise, pretende-se obter um modelo para

valores médios quase instantâneos das correntes. O valor médio quase instantâneo de uma variável y qualquer, representado por uma barra sobre a variável (\bar{y}) para distinguir de seu valor instantâneo, é definido como sendo a média desta variável no período de comutação T_s e é definido matematicamente por:

$$\bar{y} = \langle y \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t y(\tau) d\tau \quad (6.2)$$

Aplicando (6.2) às variáveis do modelo da figura 53 obtêm-se o modelo para valores quase instantâneos. O valor médio quase instantâneo das funções de comutação s_x são comumente conhecidos como razões cíclicas, representadas por d_x . Logo,

$$d_x = \langle s_x(t) \rangle_{T_s} \quad (6.3)$$

sendo que, $x = p, 0, n$ define o índice do braço associado à razão cíclica. De (6.3) também obtêm-se os limites das razões cíclicas que, nesse caso, ficam restritas a $0 \leq d_x \leq 1$.

A figura 54 apresenta uma representação equivalente do circuito para valores médios quase instantâneos.

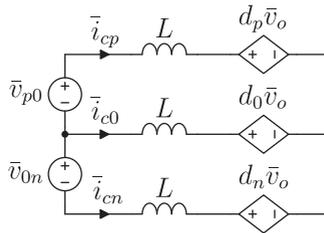


Figura 54 – Modelo para valores médios quase instantâneos.

Decompondo as variáveis médias quase instantâneas em uma componente constante dependente do ponto de operação do conversor (X), que para este conversor é próprio valor de regime permanente, e uma perturbação (\hat{x}) como apresentado em (6.4), e linearizando o modelo conforme [22] obtêm-se o novo modelo relativo ao ponto de operação de regime permanente como mostra a figura 55, sendo que ponto de operação de regime é apresentado no circuito da figura 56.

$$\bar{x} = X + \hat{x} \quad (6.4)$$

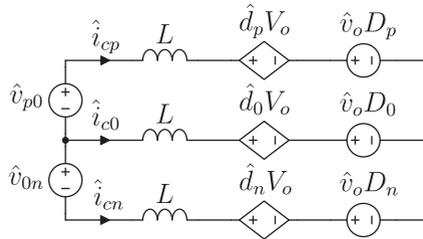


Figura 55 – Modelo linearizado em torno do ponto de operação de regime permanente.

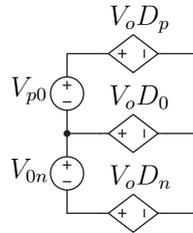


Figura 56 – Ponto de operação em regime permanente.

Nota-se neste modelo a interdependência entre as correntes \bar{i}_{cp} e \bar{i}_{cn} devido a indutância não nula na entrada da perna central. Como o objetivo é controlar de forma independente as correntes \bar{i}_{cp} e \bar{i}_{cn} alguma técnica de desacoplamento deve ser aplicada.

Sendo o conversor ligado à rede CC bipolar um sistema à três fios no qual pode-se impor apenas duas das três correntes de entrada e como a estrutura de potência possui três razões cíclicas independentes, então uma delas pode ser arbitrada, desde que isso não resulte na saturação das outras duas razões cíclicas. Analisando o modelo da figura 54 nota-se que, em regime, a razão cíclica D_0 define apenas a tensão de modo comum entre o centro do barramento de entrada e um ponto central virtual da tensão do barramento de saída e que esta razão cíclica pode ser perturbada em transitórios afim de proporcionar o desacoplamento desejado sem que isso comprometa o funcionamento do conversor.

Para obter qual o padrão de perturbação que ao ser aplicado à razão cíclica da perna central, desacopla as correntes \hat{i}_{cp} e \hat{i}_{cn} considera-se inicialmente que as tensões de entrada e a tensão de saída são constantes e impõem-se que $\hat{d}_p \neq 0$ e $\hat{d}_n = 0$ para fazer uma análise por

superposição e que $\hat{i}_{cn} = 0$ que é a condição desejada para perturbações apenas na razão cíclica d_p . Analisando o circuito resultante obtém-se qual deve ser a perturbação imposta à razão cíclica d_0 para que a suposição inicial de $\hat{i}_{cn} = 0$ para $\hat{d}_n = 0$ independentemente do valor de \hat{d}_p seja verdadeira como mostra a figura 57.

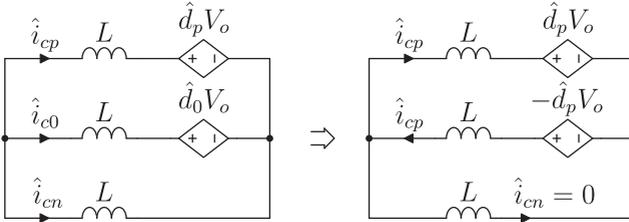


Figura 57 – Obtenção do padrão de modulação da perna central que desacopla as correntes de entrada do redistribuidor

Posteriormente faz-se a mesma análise para $\hat{d}_n \neq 0$ e $\hat{d}_p = 0$ considerando $\hat{i}_{cp} = 0$ e obtém-se o padrão de perturbação da razão cíclica d_0 que satisfaça esta condição. Como o sistema pode ser representado por um modelo linear com bastante precisão, o padrão de perturbação a ser aplicado à razão cíclica da perna central é a superposição dos dois padrões obtidos independentemente. Este padrão, para perturbações, é apresentado em (6.5) e sua implementação equivalente em variáveis absolutas é apresentado em (6.6) e pela figura 58.

$$\hat{d}_0 = -\hat{d}_p - \hat{d}_n \tag{6.5}$$

$$d_0 = (D_p + D_n + D_0) - (d_p + d_n) \tag{6.6}$$

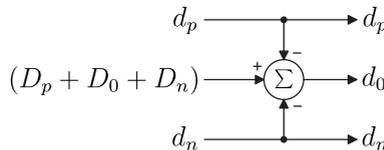


Figura 58 – Implementação do desacoplamento em variáveis absolutas.

Este desacoplamento baseia-se na hipótese de que as indutâncias de entrada de cada um dos três braços do redistribuidor são iguais. Esta condição não é conseguida com exatidão na prática, muito em-

bora, mesmo com indutâncias ligeiramente distintas, a utilização desta técnica atenua bastante o acoplamento. Uma alternativa para desacoplar i_{cp} e i_{cn} seria retirar um dos três indutores, o do braço central por exemplo. Isso desacoplaria efetivamente as correntes de entrada e não comprometeria o funcionamento global do redistribuidor, porém, a impedância em alta frequência para o ruído gerado pelas comutações do conversor seria reduzida e este ruído de comutação seria injetado na rede CC, comprometendo aspectos de compatibilidade eletromagnética.

O novo modelo linearizado com a inclusão do desacoplamento é apresentado na figura 59 e as funções de transferências para obtenção das correntes de entrada são apresentadas em (6.7).

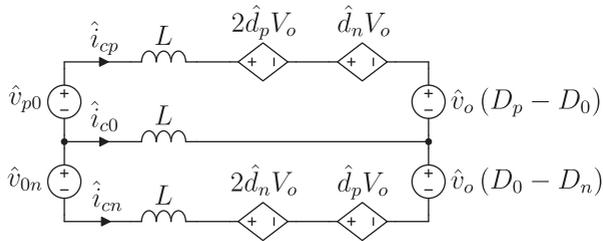


Figura 59 – Modelo linearizado com desacoplamento.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{cp} \\ \hat{i}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{sL} \begin{bmatrix} -V_o & 0 & (D_n - D_0) & 2/3 & -1/3 \\ 0 & -V_o & (D_p - D_0) & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_p \\ \hat{d}_n \\ \hat{v}_o \\ \hat{v}_{p0} \\ \hat{v}_{0n} \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

6.3 MODELO PARA TENSÃO DE SAÍDA

O modelo para o comportamento da tensão de saída em função das correntes de entrada pode ser obtido desconsiderando a ondulação das correntes de entrada, representando-as como fontes de corrente (apenas duas, pois a terceira é uma combinação linear das outras duas). Além disso, as mesmas considerações quanto à idealidade dos interruptores utilizada na modelagem das correntes de entrada são adotadas aqui. A figura 60 contempla as considerações adotadas para a modelagem do comportamento da tensão de saída do conversor.

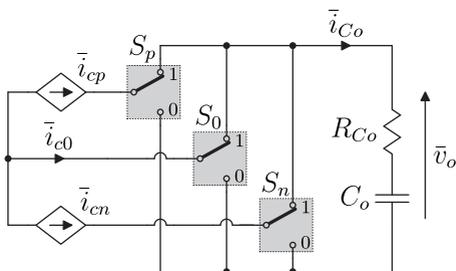


Figura 60 – Estrutura de potência idealizada para modelagem da tensão de saída.

Considerando que a dinâmica das malhas das correntes de entrada deve ser muito mais rápida que a da malha de controle da tensão de saída, as razões cíclicas impostas pelos compensadores das malhas de controle das correntes de entrada podem ser representadas apenas por seus valores em regime, ou seja, D_p , D_0 e D_n . Sendo assim, a estrutura da figura 60 pode ser representada por um modelo de valores médios quase instantâneos como mostra a figura 61.

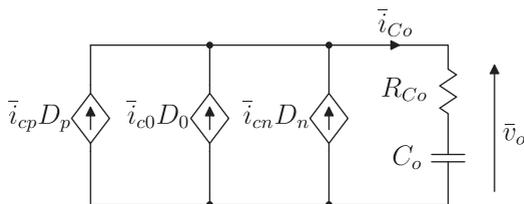


Figura 61 – Modelo de valores médios quase instantâneos para a tensão de saída.

Como uma das três correntes de entrada é linearmente dependente das outras duas, o modelo pode ser reescrito fazendo $\bar{i}_{c0} = -\bar{i}_{cp} - \bar{i}_{cn}$. Ainda, como as tensões de entrada V_{p0} e V_{0n} são consideradas iguais, tem-se que $D_p - D_0 = D_0 - D_n = D_\Delta = V_i/V_o$ e obtém-se o modelo representado pela figura 62.

A tensão de saída pode então ser definida por (6.8) ou então, em termos da corrente de modo diferencial das correntes i_{cp} e i_{cn} , por (6.9). Com esta, verifica-se que para tensões de linha equilibradas, a tensão de saída depende apenas da componente de modo diferencial

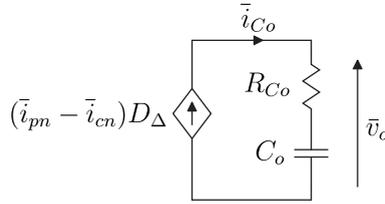


Figura 62 – Modelo de valores médios quase instantâneos para a tensão de saída.

das correntes de entrada.

$$\hat{v}_o = \frac{V_{pn}}{2V_o} \frac{sC_o R_{co} + 1}{sC_o} (\hat{i}_{cp} - \hat{i}_{cn}) \quad (6.8)$$

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{cdm}} = \frac{V_{pn}}{2V_o} \frac{sC_o R_{co} + 1}{s2C_o} \quad (6.9)$$

Com a função de transferência (6.9) pode-se projetar um controlador para a tensão de saída \bar{v}_o que atua sobre a referência da corrente de modo diferencial das malhas de controle das correntes de entrada. Nota-se ainda que, como o objetivo do redistribuidor de correntes é anular a corrente do neutro da rede e que, para isso deve-se encontrar um compensador adequado capaz de impor uma corrente de modo comum na entrada do retificador, independente de qual seja a componente de modo diferencial destas correntes, então as malhas de controle da tensão de saída e de compensação da corrente de neutro da rede são naturalmente desacopladas, enquanto as malhas de controle das correntes de entrada são internas à malha de controle tensão de saída.

6.4 MODELO PARA A CORRENTE NO BANCO DE BATERIAS

Como foi abordado no capítulo 5, o redistribuidor de correntes pode incluir uma funcionalidade para operar como interface com um banco de baterias. Nesta seção será desenvolvida a modelagem para a corrente injetada no banco de baterias, que é uma das variáveis que deve ser controlada neste sistema.

Para a obtenção deste modelo pode-se partir do modelo obtido na seção anterior que descreve o comportamento da tensão de saída do redistribuidor apresentado na figura 62 e conectar à saída deste o modelo da bateria, que aqui foi representada de uma forma simplificada

por uma fonte de tensão com amplitude constante V_b e uma resistência série de valor R_b . O modelo resultante é apresentado na figura 63 e pela função de transferência (6.10) que descreve o comportamento da corrente no banco de baterias pela componente de modo diferencial das correntes de entrada do redistribuidor, que é necessária para o projeto de uma malha de corrente que controle a carga e descarga do banco de baterias.

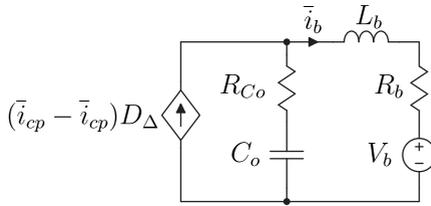


Figura 63 – Modelo de valores médios quase instantâneos para a corrente no banco de baterias.

$$\frac{\hat{i}_b}{\hat{i}_{cdm}} = \frac{V_{pn}}{2V_o} \frac{sC_o R_{Co} + 1}{s^2 C_o L_b + sC_o(R_b + R_{Co}) + 1} \quad (6.10)$$

Como este modelo foi derivado do modelo para a tensão de saída, todas as considerações adotadas neste estão presentes aqui e o modelo representa bem o sistema apenas quando a malha da corrente das baterias possuir uma dinâmica muito mais lenta que a das malhas de controle das correntes de entrada.

6.5 MODELO ESTÁTICO

Nesta seção será apresentado o modelo estático do redistribuidor de correntes. Este modelo, além trazer informações quanto à limitações de razões cíclicas e ajudar na escolha dos pontos de operação que o conversor deve trabalhar, é também indispensável para a análise dos esforços de correntes nos interruptores que foi abordado no capítulo 5.

Do modelo da figura 54 e de (6.4) obtêm-se que, em regime permanente, o modelo idealizado que define o ponto de operação do redistribuidor resume-se a:

$$\begin{bmatrix} V_{p0} \\ V_{0n} \end{bmatrix} = V_o \begin{bmatrix} D_p - D_0 \\ D_0 - D_n \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

Como se trata de um sistema em corrente contínua, então os valores de regime permanente das variáveis são constantes.

Assumindo que

$$V_{p0} = V_{0n} = \frac{V_{pn}}{2} > 0 \quad (6.12)$$

então obtém-se de (6.11) que

$$1 > D_p > D_0 > D_n > 0 \quad (6.13)$$

e que

$$D_p - D_0 = D_0 - D_n = D_\Delta < \frac{1}{2} \quad (6.14)$$

o que implica numa limitação de tensão de saída mínima para o redistribuidor dada por

$$V_{o,min} > V_{pn} \quad (6.15)$$

Embora (6.15) estipule o limite para operação em regime permanente, o redistribuidor de correntes não pode operar muito próximo deste ponto de operação pois esse limite não dá margem para atuação dos controladores de corrente do redistribuidor como mostra a figura 64.

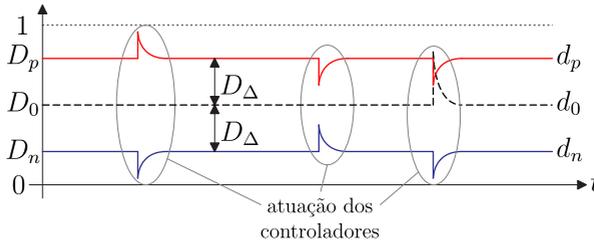


Figura 64 – Excursão das razões cíclicas devido à atuação dos controladores para corrigir degraus de corrente de modo comum e diferencial.

Da figura figura 64 conclui-se também que posicionar a razão cíclica D_0 no meio da faixa possível, ou seja, $D_0 = 1/2$ resulta numa maior faixa de atuação dos controladores das correntes i_{cp} e i_{cn} . Lembrando ainda que D_0 pode ser arbitrado já que, em regime, ele apenas define uma tensão média entre o condutor central do barramento bipolar e um ponto central hipotético do barramento de saída do redistribuidor.

Nota-se ainda que quanto menor for a relação entre a tensão de

saída V_o e a tensão total da rede V_{pn} , menor é a faixa de razão cíclica na qual os controladores das correntes de entrada do redistribuidor podem atuar, e isso pode levar a limitações quanto à dinâmica destes controladores.

6.6 CONCLUSÃO

A modelagem dinâmica por valores médios quase instantâneos do conversor leva à modelos não lineares, porém, utilizando-se da técnica de linearização em torno de um ponto de operação e desacoplamento em faixas de frequência, obtêm-se modelos lineares de baixa ordem.

Diretamente dos modelos dinâmicos também se observou acoplamentos indesejáveis entre as correntes de entrada que foram solucionados através de uma técnica de *feedforward* baseada em modelo aplicada diretamente nas razões cíclicas.

Neste capítulo desenvolveram-se modelos idealizados, cada um voltado à um parâmetro de interesse distinto, que representam matematicamente o funcionamento do conversor de forma bastante simples, o que permite a realização de outros passos deste trabalho como o desenvolvimento e projeto das malhas de controle que é abordado no capítulo 7 e na estimativa dos esforços abordada no capítulo 5.

7 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

7.1 INTRODUÇÃO

As funcionalidades do redistribuidor, descritas nos capítulos anteriores, dependem do controle adequado de alguns parâmetros do sistema. Este capítulo apresenta a estratégia de controle utilizada, bem como detalhes de suas implementações.

A estratégia e as malhas de controle abordadas neste capítulo são voltadas ao sistema implementado na prática, abordado com mais detalhes no capítulo 8. Este sistema consiste na rede de distribuição CC apresentada no capítulo 4 com o redistribuidor de correntes implementado pela estrutura de potência da figura 44(c) com as funções de redistribuição e amortecimento ativo apenas. Porém, os conceitos aqui utilizados podem ser facilmente transpostos às outras estruturas com as demais funções apresentadas. Os principais parâmetros da rede e do redistribuidor são mostrados na tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros do sistema.

Parâmetro	Valor
C_s	1, 2 mF
C_c	220 μ F
L_g	100 μ H
R_g	70 $\mu\Omega$
L	2 mH
f_s	20 kHz
f_a	40 kHz
V_{p0}	320 V
V_{0n}	320 V
V_o^*	900 V
I_{g0}^*	0 A

Inicialmente será feita uma exposição geral da estrutura de controle, para em seguida, apresentar de forma mais detalhada cada uma das malhas de controle que compõem o redistribuidor.

7.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A redistribuição de corrente é obtida através do controle da componente de modo comum das correntes drenadas pelo redistribuidor em baixa frequência, e o amortecimento ativo é obtido com o controle adequado tanto das componentes de modo comum como diferencial em alta frequência. Porém, para o funcionamento adequado do redistribuidor é necessário estabilizar e regular sua tensão de saída. Ou ainda, no caso de sistema de armazenamento de energia incorporado ao redistribuidor, deve-se controlar a corrente no banco de baterias. Ambos são controlados pela componente de modo diferencial em baixa frequência das correntes de entrada do redistribuidor. Além destas quatro malhas, mais duas são necessárias para o controle das correntes de entrada do redistribuidor.

As figuras 65 e 66 apresentam a estrutura de controle completa do redistribuidor que é composta por seis malhas de controle, sendo três destas destinadas à controlar variáveis internas do redistribuidor e as outras três à controlar variáveis da rede de distribuição CC.

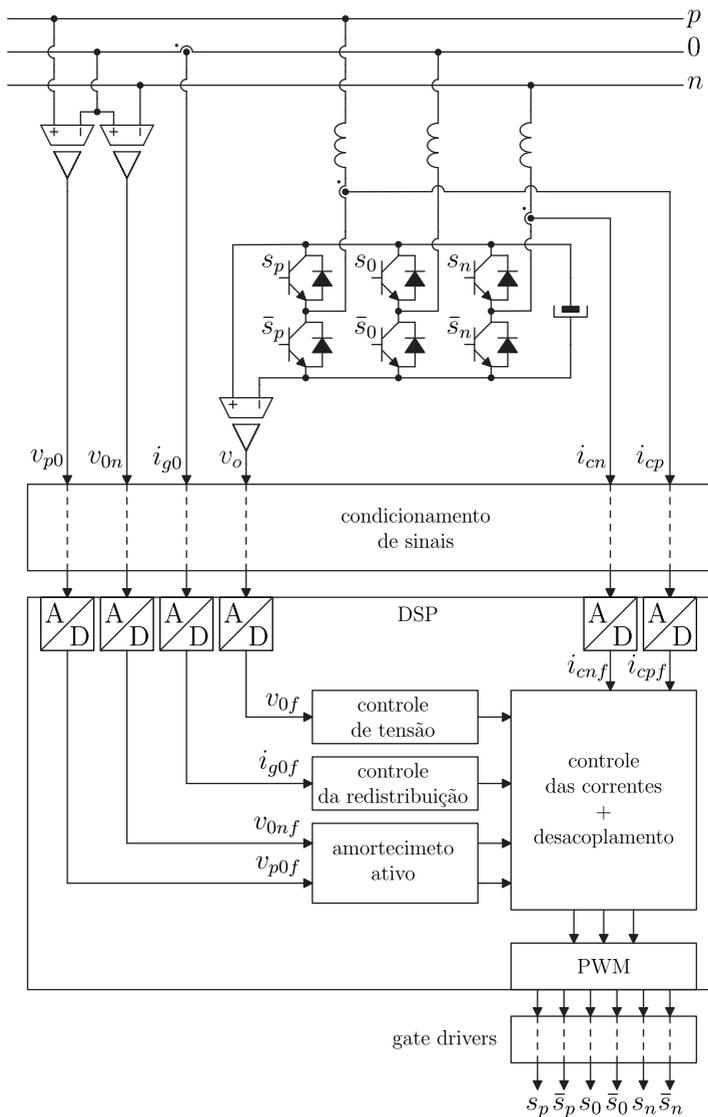


Figura 65 – Estrutura de controle.

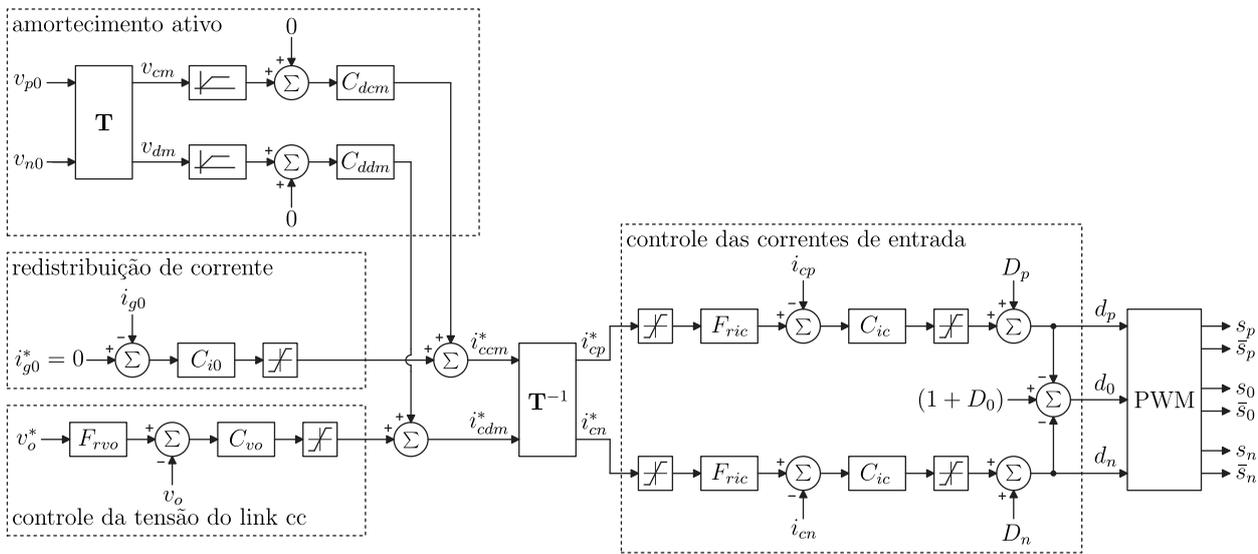


Figura 66 – Estrutura de controle.

As duas malhas de controle das correntes, juntamente com a estratégia de desacoplamento apresentada no capítulo 6, são responsáveis por impor as correntes de entrada i_{cp} e i_{cn} , e por consequência as correntes de modo comum e diferencial i_{ccm} e i_{cdm} , de acordo com as referências de correntes i_{cp}^* e i_{cn}^* geradas pelas demais malhas de controle. Estas duas malhas de controle das correntes de entrada são internas às demais malhas, logo, são as que operam em uma faixa de frequência mais ampla. Como as quatro malhas externas atuam nas referências das componentes de modo comum e diferencial das correntes i_{cp} e i_{cn} , uma transformação linear \mathbf{T}^{-1} , apresentada no apêndice A, que faz composição das componentes de modo comum e diferencial para se obter as referências para as correntes de entrada em variáveis de linha.

A malha de estabilização da tensão de saída do redistribuidor que atua sobre a componente de baixa frequência da corrente de modo diferencial tem a função de manter a tensão de saída estável e regulada em seu valor nominal. Idealmente a redistribuição de correntes está desacoplada desta malha, portanto, não interfere na tensão de saída. Porém, numa implementação prática, na qual as tensões de entrada não são perfeitamente equilibradas esse desacoplamento não ocorre em sua plenitude, já que nesse caso, a componente de modo comum das correntes de entrada, que é a variável de atuação da malha de redistribuição de correntes, também transfere uma parcela potência ao capacitor de saída. Esse acoplamento atua como uma perturbação à esta malha de controle da tensão, que deve ser capaz de compensá-la a fim de manter o barramento CC de saída estabilizado. Outra perturbação para esta malha, são as malhas de amortecimento ativo que emulam resistores virtuais em uma determinada faixa de frequência. Mesmo as malhas de amortecimento ativo operando em frequências mais elevadas, estes resistores emulados extraem potência das oscilações da rede e esta é transferida ao barramento de saída. Logo, a malha de estabilização da tensão de saída faz também o papel de devolver em baixa frequência a potência que as malhas de amortecimento ativo extraíram desta mesma rede em uma faixa de frequência mais elevada. No caso de haver um banco de baterias conectado à saída do redistribuidor essa malha de estabilização da tensão de saída é substituída por uma malha de controle da corrente do banco, que também atua na componente de modo comum das correntes do redistribuidor. Essa malha recebe sua referência para injetar ou drenar potência da rede de algum dispositivo externo de gerenciamento da rede.

A malha de redistribuição das correntes da rede tem por objetivo

zerar a corrente do condutor neutro da rede, no lado dos alimentadores. Essa malha monitora a corrente de neutro da rede e atua sobre a componente de modo comum das correntes de entrada do redistribuidor em baixa frequência.

As malhas de amortecimento ativo atuam nas componentes de modo diferencial e comum numa faixa de frequência mais elevada que as malhas de estabilização da tensão e redistribuição das correntes. Esta faixa de frequência é delimitada no seu limite inferior por filtros do tipo passa—altas (um para cada malha) que servem para desacoplar as malhas de amortecimento ativo das malhas de redistribuição das correntes e estabilização das tensões e no seu limite superior pela limitação de banda passante das malhas de controle das correntes de entrada do redistribuidor. Estes dois limites devem ser escolhidos de forma que as oscilações naturais da rede estejam contidas dentro desta faixa de frequência, pois do contrário os controladores do amortecimento ativo não podem atuar sobre as oscilações.

7.3 MALHAS DE CONTROLE DAS CORRENTES DE ENTRADA DO REDISTRIBUIDOR

A planta controlada pelas malhas de controle das correntes de entrada foi modelada no capítulo 6 e é descrita pela equação (6.7). Aqui será feita uma abordagem prática, voltada à implementação digital destes controladores em DSPs. Portanto, algumas pequenas alterações ao modelo original são necessárias. A figura 67 apresenta a planta para a malha de controle da corrente i_{cp} (que é igual a malha de i_{cn} apenas invertendo v_{p0} por v_{0n}) que aqui é apresentada na forma de diagrama de blocos voltada ao projeto dos controladores. A medição, filtragem e condicionamento dos sinal de realimentação foram considerados como parte da planta.

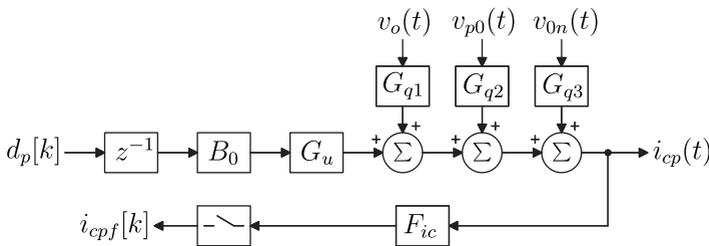


Figura 67 – Planta a ser controlada pela malha de controle de corrente.

Os blocos G_u , G_{q1} , G_{q2} e G_{q3} representam o comportamento da corrente i_{cp} em relação à variável de atuação do controlador que neste caso é a razão cíclica d_p e o comportamento desta corrente em relação às perturbações que são as tensões de entrada (v_{p0} e v_{0n}) e da tensão de saída (v_o) do redistribuidor. Estes blocos são obtidos diretamente de (6.7) e, por conveniência, são reescritos em (7.1), (7.2), (7.3) e (7.4).

$$G_u(s) = \frac{\hat{i}_{cp}}{\hat{d}_p} = -\frac{V_o}{sL} \quad (7.1)$$

$$G_{q1}(s) = \frac{\hat{i}_{cp}}{\hat{v}_o} = -\frac{D\Delta}{sL} \quad (7.2)$$

$$G_{q2}(s) = \frac{\hat{i}_{cp}}{\hat{v}_{p0}} = \frac{2}{3sL} \quad (7.3)$$

$$G_{q3}(s) = \frac{\hat{i}_{cp}}{\hat{v}_{0n}} = -\frac{1}{3sL} \quad (7.4)$$

O bloco B_0 é um sustentador de ordem zero (ZOH), que representa a característica dos controladores implementados digitalmente de atualizar a variável de atuação, neste caso a razão cíclica, em uma frequência fixa f_a e manter este valor por todo o período. O sustentador de ordem zero pode ser matematicamente representado por (7.5).

$$B_0(s) = \frac{1 - e^{sT_a}}{sT_a} \quad (7.5)$$

Também foi inserido ao modelo da planta um atraso de um período de amostragem T_a , sendo $T_a = 1/f_a$. Este atraso é característica do tipo de implementação em DSP utilizado em que o cálculo das razões cíclicas, que são as variáveis de atuação, são disparados pela amostragem das variáveis de realimentação do controlador, porém, o resultado desse cálculo é transferido ao modulador, e conseqüentemente à estrutura de potência, apenas na amostragem seguinte, que por sua vez dispara novamente o algoritmo de cálculo do controlador.

O bloco F_{ic} representa a função de transferência do circuito de medição e condicionamento de sinal das variáveis medidas (correntes neste caso). Nele, estão contidas a dinâmica do filtro de medição e os ganhos dos sensores e circuitos de condicionamento de sinal, incluindo o ganho do conversor analógico—digital (A/D) e formato numérico utilizado na representação digital desta variável. O circuito de medição e condicionamento utilizado é apresentado na figura 68. A fonte de

corrente controlada modela o comportamento do sensor de corrente utilizado e os filtros e amplificadores, baseados em amplificadores operacionais. Estes tem a função de filtrar ruídos de alta frequência geradas pela comutação e adequar a amplitude do sinal para que este seja processado adequadamente pelo conversor A/D. O bloco que representa o conversor analógico—digital engloba, além do próprio conversor, uma amostrador de frequência fixa f_a e a representação numérica digital da variável medida. A função de transferência de F_{ic} é dada em (7.6), sendo k_{si} o ganho do sensor de corrente e k_{ad} o ganho da conversão A/D.

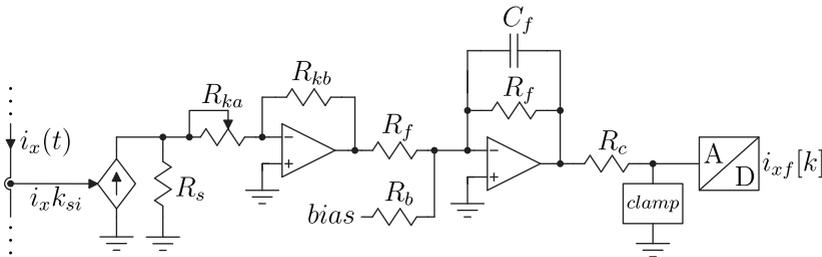


Figura 68 – Modelo do circuito de medição de corrente.

$$F_{ic}(s) = \frac{\hat{i}_{cpf}}{\hat{i}_{cp}} = \frac{k_{ic}}{sT_{ic} + 1} \quad (7.6)$$

$$k_{ic} = k_{si} \frac{R_{kb}}{R_{ka}} k_{ad} \quad (7.7)$$

$$T_{ic} = C_f R_f \quad (7.8)$$

Na implementação prática realizada, a medição assume um ganho estático total $k_{ic} = 1/15$ e $T_{ic} = 8,2 \mu s$ que resultam em um filtro passa-baixas com ganho estático de $-23,5$ dB e frequência de corte de aproximadamente 20 kHz.

Como os controladores serão implementados digitalmente em tempo discreto, é conveniente que o modelo da planta, originalmente desenvolvida através da transformada de Laplace no espaço s , seja convertido para o espaço da transformada z . Os modelos em z da planta da malha de corrente i_{cp} em função da perturbação da razão cíclica d_p e de perturbações do tipo degrau unitário das tensões v_o , v_{p0} e v_{0n} são dados por (7.9), (7.10), (7.11) e (7.12), sendo que \mathcal{Z} representa a transformada z , $u(s) = 1/s$ é a representação do degrau unitário em s

e $k_f = T_a/T_{ic}$.

$$\begin{aligned} G_{uz}(z) &= \frac{z^{-1}\mathcal{Z}\{B_0(s)G_u(s)F_{ic}(s)\}}{\mathcal{Z}\{u(s)\}} \\ &= -\left(\frac{V_0k_{ic}T_{ic}}{L}\right)\frac{(k_f - 1 + e^{-k_f})z + 1 - (1 - k_f)e^{-k_f}}{z^3 - (1 - e^{-k_f})z^2 + e^{-k_f}z} \end{aligned} \quad (7.9)$$

$$\begin{aligned} G_{q1z}(z) &= \frac{z^{-1}\mathcal{Z}\{u(s)G_{q1}(s)F_{ic}(s)\}}{\mathcal{Z}\{u(s)\}} \\ &= -\left(\frac{k_{ic}T_{ic}}{2\beta_r L}\right)\frac{(k_f - 1 + e^{-k_f})z + (1 - e^{-k_f} - k_f e^{-k_f})}{(z - 1)(z - e^{-k_f})} \end{aligned} \quad (7.10)$$

$$\begin{aligned} G_{q2z}(z) &= \frac{z^{-1}\mathcal{Z}\{u(s)G_{q2}(s)F_{ic}(s)\}}{\mathcal{Z}\{u(s)\}} \\ &= \left(\frac{2k_{ic}T_{ic}}{3L}\right)\frac{(k_f - 1 + e^{-k_f})z + (1 - e^{-k_f} - k_f e^{-k_f})}{(z - 1)(z - e^{-k_f})} \end{aligned} \quad (7.11)$$

$$\begin{aligned} G_{q3z}(z) &= \frac{z^{-1}\mathcal{Z}\{u(s)G_{q3}(s)F_{ic}(s)\}}{\mathcal{Z}\{u(s)\}} \\ &= -\left(\frac{k_{ic}T_{ic}}{3L}\right)\frac{(k_f - 1 + e^{-k_f})z + (1 - e^{-k_f} - k_f e^{-k_f})}{(z - 1)(z - e^{-k_f})} \end{aligned} \quad (7.12)$$

Os gráficos da figura 69 apresentam o diagrama de resposta em frequência de $G_{uz}(z)$, $G_{q1z}(z)$, $G_{q2z}(z)$ e $G_{q3z}(z)$ para o sistema cujos parâmetros estão descritos na tabela 7.

Para controlar a planta, utilizou-se um controlador clássico do tipo PID (proporcional integral derivativo). A representação em z deste controlador é dada por:

$$C_{ic}(z) = k_p \frac{(z - z_{c1})(z - z_{c2})}{(z - 1)(z - p_{c2})} \quad (7.13)$$

onde z_{c1} e z_{c2} são os dois zeros do controlador e p_{c2} é o pólo que resta, já que o outro está fixo em $(1, 0)$ para realizar a função integradora do controlador.

Como complemento ao controlador PID, também foi inserido um filtro de referência com o intuito de minimizar o efeito do sobre-sinal causado pelos zeros do controlador na função de transferência de malha fechada com relação ao sinal de referência. Para isso, utiliza-se um

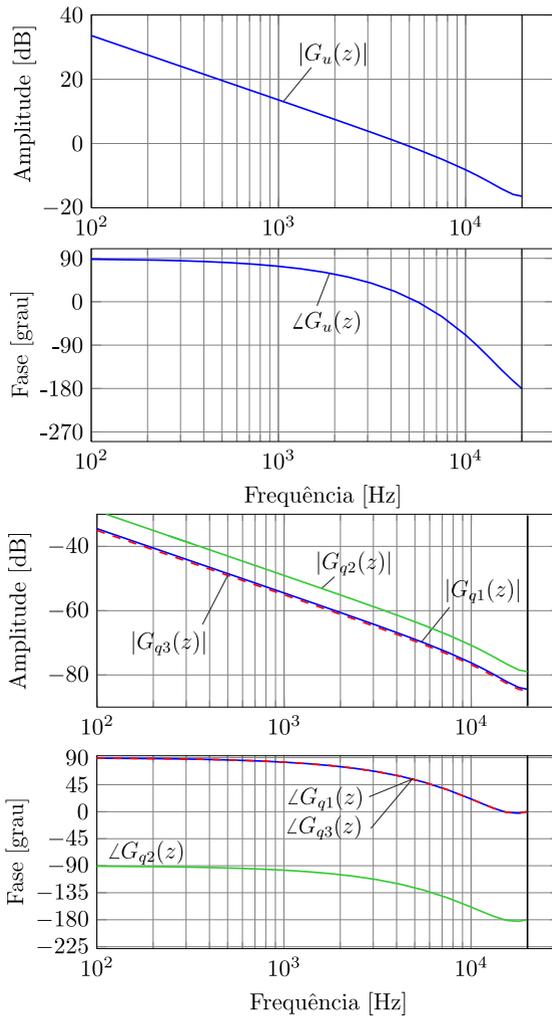


Figura 69 – Diagrama de resposta na frequência de $G_u(z)$, $G_{q1}(z)$, $G_{q2}(z)$ e $G_{q3}(z)$.

filtro cujo pólo cancela o zero dominante do controlador PID (adotado como sendo z_{c1}). O zero deste filtro, denominado z_f , pode ser utilizado para acelerar a resposta com relação ao sinal de referência sem que isso altere a característica de rejeição das perturbações. A representação deste filtro de referência em z é apresentada em (7.14).

$$F_{ric}(z) = \left(\frac{1 - z_{c1}}{1 - z_f} \right) \left(\frac{z - z_f}{z - z_{c1}} \right) \quad (7.14)$$

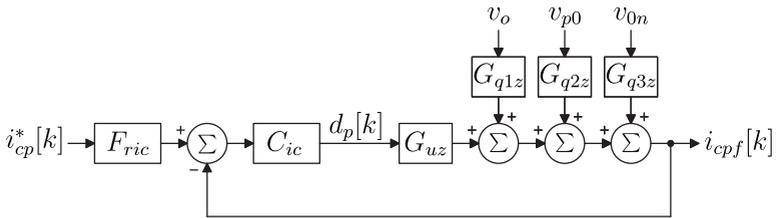


Figura 70 – Malha de controle de corrente.

Os pólos e zeros do controlador C_{is} foram posicionados no plano z de modo que os pólos dominantes da função de transferência de malha fechada tivessem uma resposta com banda passante de 2,4 kHz com fator de amortecimento de 0,9. Conforme abordado nos capítulos 4 e 5, estas especificações garantem que seja possível tanto a implementação das malhas de redistribuição como as de amortecimento ativo para a rede em questão. Baseado nessa localização de pólos e zeros, o modelo completo, não apenas os pólos dominantes, foram inseridos no software SISOTool (MATLAB[®]) para um ajuste final dos controladores. O diagrama do lugar das raízes deste sistema é apresentado na figura 71. A figura 72(a) apresenta a localização dos pólos e zeros de malha fechada no plano z para a corrente i_{cpf} em função da referência de corrente i_{cp}^* enquanto a figura 72(b) apresenta a localização dos pólos e zeros de malha fechada no plano z para a corrente i_{cpf} em função das perturbações das tensões v_o , v_{p0} e v_{0n} .

A figura 73 apresenta o diagrama de resposta em frequência do controlador da malha de corrente. O comportamento da corrente de entrada com o controlador é apresentado pela figura 74 no formato de resposta em frequência e pelas figuras 75 e 76 no formato de resposta temporal para perturbações do tipo degrau. A figura 75 ainda apresenta um comparativo entre a resposta teórica obtida com o controlador projetado (apresentada em linha cheia), e a resposta especificada para

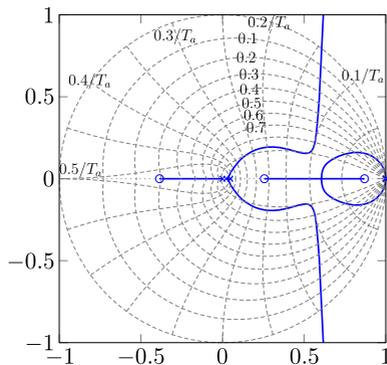


Figura 71 – Lugar das raízes para a malha de controle de corrente.

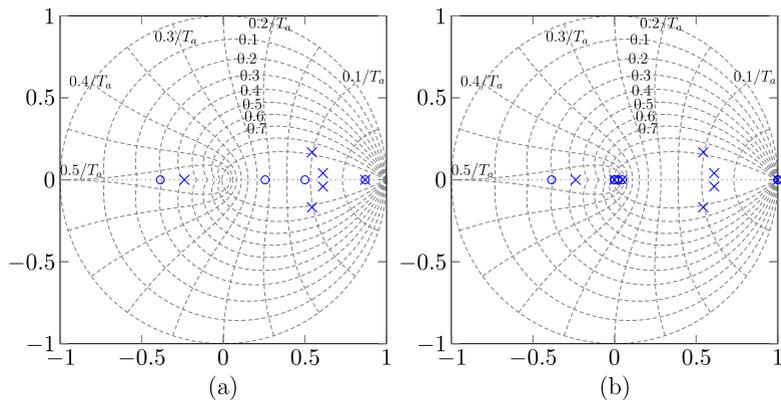


Figura 72 – Diagrama de pólos e zeros de malha fechada da corrente i_{cpf} em relação à: (a) referência de corrente i_{cp}^* ; (b) perturbações do tipo degraus das tensões v_o , v_{p0} e v_{0n} .

o projeto (em linha tracejada).

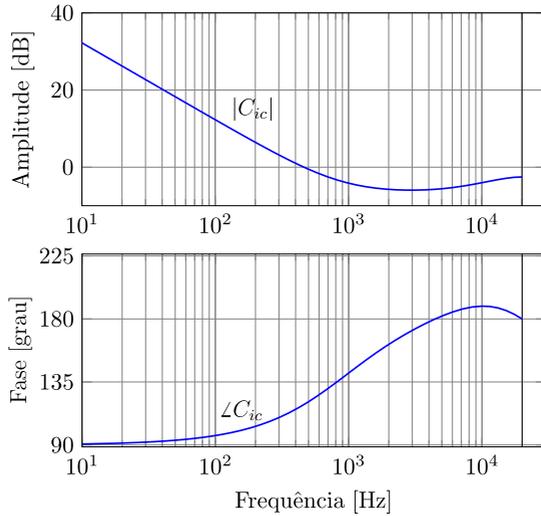


Figura 73 – Diagrama de resposta em frequência do controlador de correntes.

7.4 MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA DO REDISTRIBUIDOR

A exemplo do desenvolvimento do controlador para as malhas das correntes da seção anterior, nesta será apresentado detalhes da implementação da malha de controle da tensão v_o . Como os procedimentos são os mesmos utilizados no projeto das malhas de controle das correntes, a malha de controle das tensões será apresentada com maior brevidade, enfatizando apenas suas peculiaridades.

A planta para a malha de controle da tensão de saída do redistribuidor é apresentada na figura 77. Do capítulo 6 sabe-se que a variável que controla o fluxo de potência entre a rede e o barramento CC do redistribuidor, que deseja-se estabilizar, é a componente de modo diferencial das correntes i_{cp} e i_{cn} , denominada i_{cdm} . Logo, a referência para esta corrente será a variável de atuação do controlador da malha de tensão. Como vemos na figura 77, à partir da corrente i_{cdm} , através da transformada (A.3), calcula-se as referências para as malhas de controle de i_{cp} e i_{cn} . Embora as malhas de controle de redistribuição

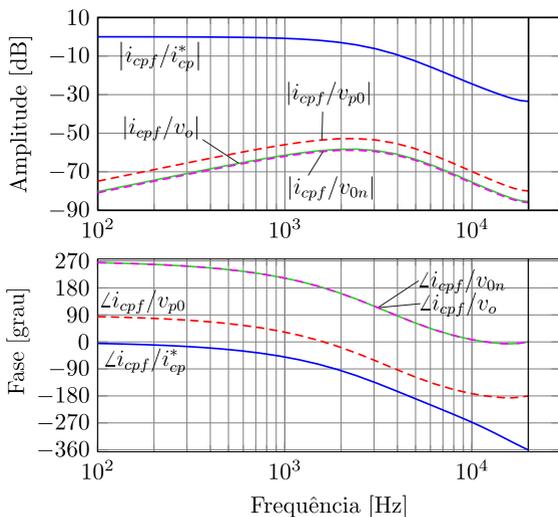


Figura 74 – Resposta em frequência de malha fechada da corrente de entrada com relação à: referência de corrente, degrau de perturbação da tensão de saída v_o , degrau de perturbação da tensão de entrada v_{p0} e degrau de perturbação da tensão de entrada v_{0n} .

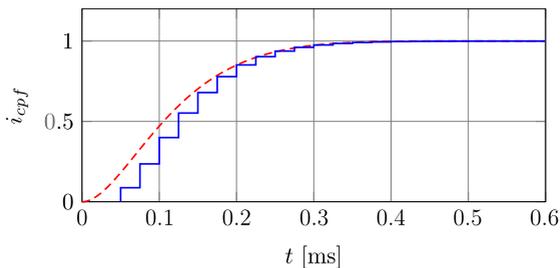


Figura 75 – Resposta no tempo da corrente i_{cpf} para um degrau unitário da referência i_{cp}^* obtida teoricamente (em linha cheia) e especificada (em linha tracejada).

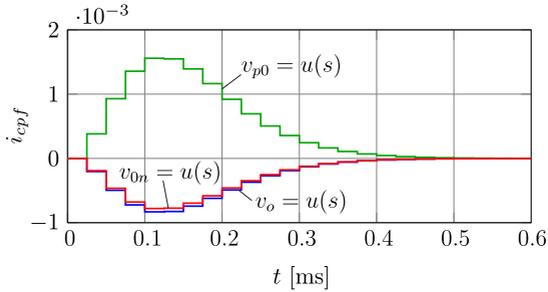


Figura 76 – Resposta no tempo da corrente i_{cpf} para degraus unitários das tensões v_o , v_{p0} e v_{0n} .

e amortecimento ativo também contribuem com a referência das correntes i_{cp} e i_{cn} , como fica explícito na figura 66, foi assumido que o sistema pode ser bem representado por um modelo linear e portanto o princípio da superposição é válido e pode-se, por simplicidade, dividir a análise em partes sem comprometer os resultados.

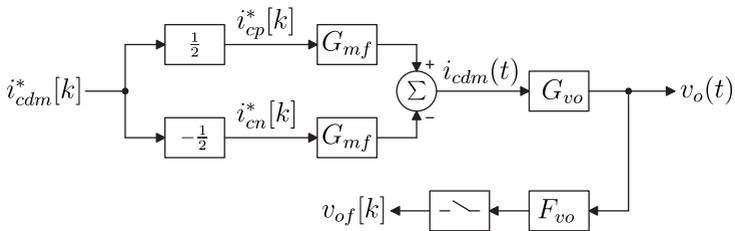


Figura 77 – Planta controlada pela malha de controle de tensão de saída.

Os blocos G_{mf} representam a dinâmica das malhas de controle das correntes. Estes, em uma primeira análise, foram consideradas como uma constante unitária que representa a característica ideal de seguimento de referência das malhas de controle das correntes. Essa aproximação é válida pois a dinâmica da resposta das malhas das correntes é muito mais rápida que a dinâmica do controlador de tensão. Numa etapa de refinamento do projeto dos controladores, buscando uma representação precisa da implementação prática do redistribuidor, utilizou-se para os blocos G_{mf} as funções de transferência de malha fechada do comportamento das correntes em função de seus valores de referência obtidas na seção anterior. Como as malhas de controle das

correntes i_{cp} e i_{cn} são idênticas e estas correntes estão desacopladas, então pode-se assumir que $G_{mf} = i_{cp}/i_{cp}^* = i_{cn}/i_{cn}^* = i_{cdm}/i_{dm}^*$.

O bloco F_{vo} , de forma similar ao bloco F_{ic} das malhas das correntes, é a função de transferência do circuito de medição. O amostrador e o cálculo do controlador desta malha operam na mesma frequência f_a utilizada nas malhas de controle da correntes.

O bloco G_{vo} representa o comportamento da tensão de saída em função da componente de modo diferencial das correntes, que foi obtido no capítulo 6 e resultou na função de transferência (6.9).

Para esta malha utilizou-se um controlador do tipo PI cuja função de transferência em z é dada por:

$$C_{vo}(z) = k_{pvo} \frac{z + (1 - k_{ivo}/k_{pvo})}{z - 1} \quad (7.15)$$

sendo k_{pvo} o ganho proporcional e k_{ivo} o ganho integral do controlador. Também utilizou-se um filtro de referência cuja função de transferência é dada por:

$$F_{rvo}(z) = -k_{frvo} \frac{z_{frvo}}{z - z_{cvo}} \quad (7.16)$$

onde

$$k_{frvo} = \frac{1 - z_{cvo}}{1 - z_{frvo}} \quad (7.17)$$

Este controlador foi projetado para que a resposta em malha fechada tivesse banda passante de 6 Hz. Esta baixa frequência foi escolhida devido à grande capacitância de saída do redistribuidor que é necessária devido ao dimensionamento dos capacitores com relação à corrente eficaz. Outro motivo para manter a atuação do controlador às baixas frequências é devido à esta malha de controle da tensão possuir uma outra malha interna (a de controle das correntes). Com essa grande diferença entre as frequências, a malha de tensão fica menos susceptível à perturbações das malhas de corrente, além de facilitar o desacoplamento com relação às malhas de amortecimento ativo que opera em frequências mais elevadas.

A figura 78 apresenta o diagrama de resposta em frequência do controlador projetado.

A figura 79 apresenta a característica de resposta em frequência da malha de controle da tensão v_o em função da referência.

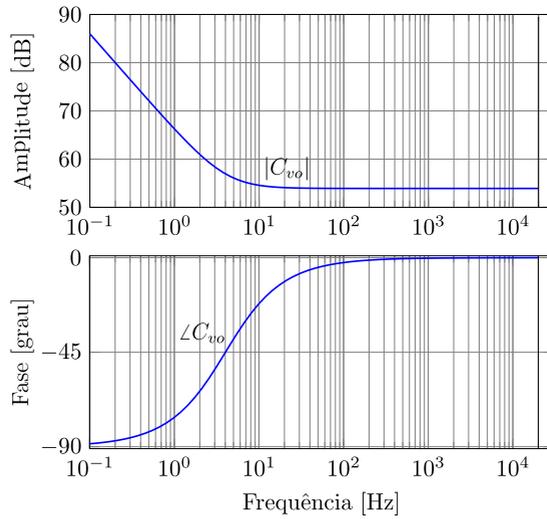


Figura 78 – Diagrama de resposta em frequência do controlador de tensão.

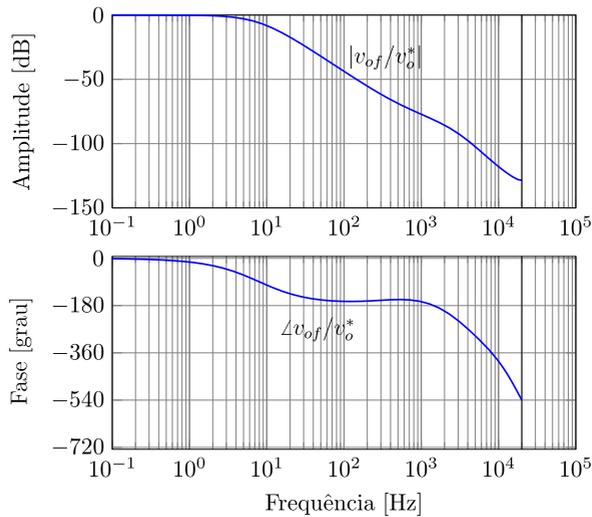


Figura 79 – Diagrama em resposta em frequência da malha de controle da tensão v_o .

7.5 MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE DE NEUTRO DA REDE

A planta da malha de controle da corrente de neutro, apresentada na figura 80, é semelhante à planta da malha de controle de tensão. A variável controlada nesta malha é a corrente de neutro da rede, no lado dos alimentadores denominada i_{g0} , e a variável de atuação do controlador é i_{ccm}^* que é referência para a componente de modo comum das correntes i_{cp} e i_{cn} . Como na malha de controle da tensão, a referência da corrente de modo comum passa pela transformação que compõe as referências i_{cp}^* e i_{cn}^* para as malhas de controle das correntes do redistribuidor.

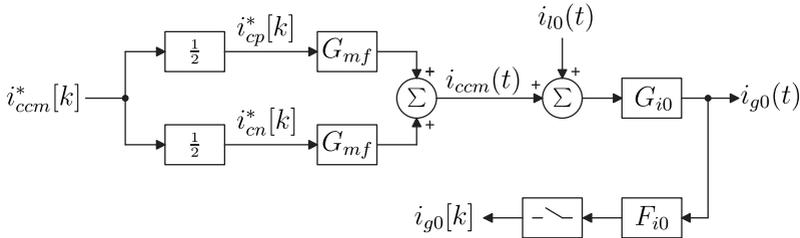


Figura 80 – Planta controlada pela malha de controle da corrente de neutro da rede.

Os blocos G_{mf} da figura 80 são os mesmo apresentados na malha de controle da tensão v_o e representam a dinâmica das malhas das correntes, internas à malha de redistribuição.

O bloco G_{i0} representa o comportamento da corrente no neutro da rede do lado dos alimentadores em função da corrente de neutro drenada pelas cargas e pelo redistribuidor. Esta função de transferência é obtida diretamente do modelo (4.11) desenvolvido no capítulo 4. A corrente de neutro das cargas, denominada i_{l0} , aparece como perturbação à malha de corrente e o controle da redistribuição tem a função de manter a corrente de neutro da rede i_{g0} nula em regime permanente independentemente do valor da corrente de neutro da carga i_{l0} .

O bloco F_{i0} representa o circuito de medição e condicionamento de sinais sendo que $k_{i0} = 0,05$ é o ganho estático total da medição e $T_{i0} = 15 \mu s$ que resulta num filtro passa—baixas com frequência de

corde de 10,6 kHz.

$$F_{i0}(s) = \frac{\hat{i}_{g0f}}{\hat{i}_{g0}} = \frac{k_{i0}}{sT_{i0} + 1} \quad (7.18)$$

O diagrama de resposta em frequência da planta apresentada na figura 80, para o sistema em estudo, é mostrado na figura 81. A atenuação de 26 dB em baixa frequência deve-se ao ganho de medição já que a função de transferência se refere ao sinal i_{g0f} medido e adaptado para operação em DSP e não à corrente física que percorre os condutores. Nota-se ainda que a planta possui uma ressonância pouco amortecida em torno do 600 Hz. Como o objetivo é controlar a redistribuição das correntes em regime, poderia-se projetar o controlador para operar apenas nas frequências mais baixas, evitando assim a frequência de ressonância. Porém, optou-se por ampliar a banda de atuação do controlador para 200 Hz, pois com isso reduz-se as oscilações da tensão do ponto médio do barramento CC que compõe a rede, já que o retificador de entrada corrige desequilíbrios entre as tensões positiva e negativa apenas em frequências muito baixas, na faixa de 6 Hz para a rede em estudo. Esse aumento na banda de atuação do controlador de redistribuição não elimina a ressonância, porém, reduz a impedância de modo comum da rede vista pelas cargas para frequências abaixo da frequência de corte da malha e com isso impede que uma parcela da corrente envolvida nas comutações de carga de circular pelos alimentadores e pelo retificador de entrada, confinando-a apenas entre a própria carga e o redistribuidor.

Para que a resposta em malha fechada da redistribuição de correntes pudesse operar em frequências próximas da ressonância natural da rede utilizou-se um controlador com uma par de pólos complexos conjugados alocados próximos aos pólos das ressonâncias [24], e por dois pólos, sendo um deles alocado em (0, 1) para dar a característica integradora ao controlador e com isso garantir total rejeição de perturbações da corrente de neutro da carga em regime permanente e consequentemente $I_{g0} = 0$ que é o principal objetivo deste trabalho. A função de transferência do controlador da redistribuição é dado por:

$$C_{i0}(z) = \frac{\hat{i}_{ccm}^*}{-\hat{i}_{g0f}} = k_{pi0} \frac{z^2 + \alpha_c z + \beta_c}{(z - 1)(z - p_{c2})} \quad (7.19)$$

aonde α_c e β_c são os coeficientes do polinômio que posiciona os zeros do controlador no plano z .

A resposta em frequência da malha de redistribuição é apresen-

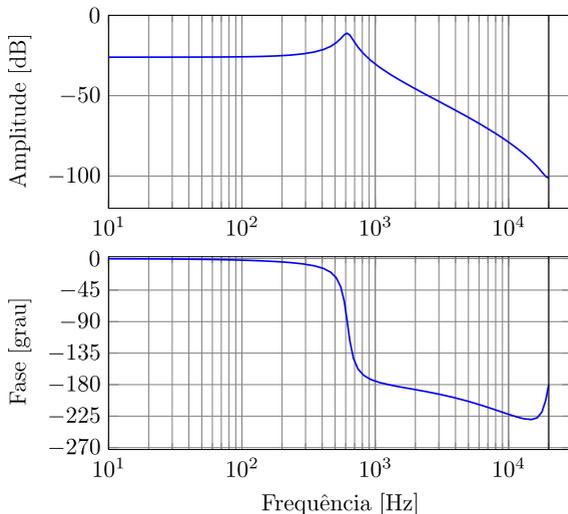


Figura 81 – Diagrama de resposta em frequência da corrente i_{g0} em função de perturbações de i_{l0} .

tado na figura 78.

A figura 83 apresenta o diagrama de resposta em frequência da corrente de neutro i_{g0f} em função do valor de referência de corrente de neutro da malha de redistribuição, que é fixo em zero, e desta mesma corrente i_{g0f} com relação à perturbação da corrente de neutro do lado das cargas i_{l0} .

A figura 84 apresenta a resposta temporal da rejeição da perturbação na corrente de neutro. Nota-se que, devido à ressonância natural da rede, a corrente de neutro sem o amortecimento ativo, sofre fortes oscilações antes de atingir seu valor de regime imposto pela referência de corrente i_{g0}^* .

7.6 MALHAS DE CONTROLE DE AMORTECIMENTO ATIVO

A estratégia do amortecimento ativo, bem como a metodologia de projeto de seus controladores já foi abordada em detalhes no capítulo 4. Portanto, nesta seção serão apresentadas apenas as diferenças entre os modelos apresentados no capítulo 4 e da implementação digital utilizada. Como demonstrado no capítulo 4, o modelo da rede é melhor representado no espaço das componentes de modo diferencial e comum

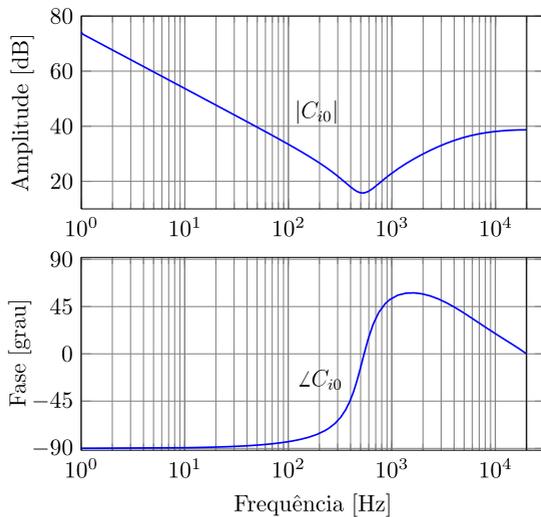


Figura 82 – Diagrama de resposta em frequência do controlador da corrente de neutro.

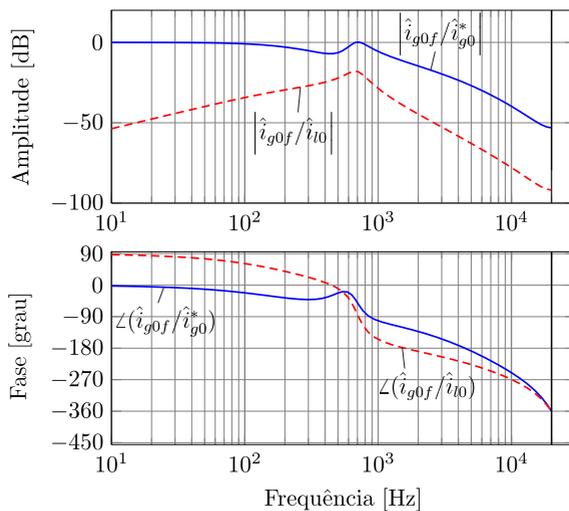


Figura 83 – Diagrama de resposta em frequência em malha fechada da corrente i_{g0f} em função da corrente de referência i_{g0}^* e da perturbações de i_{i0} .

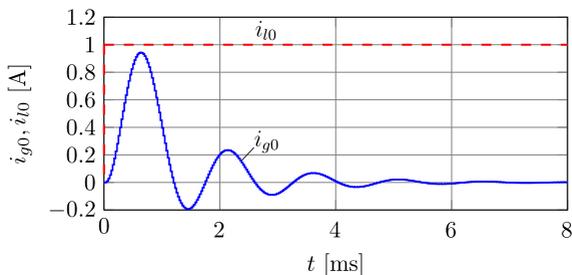


Figura 84 – Resposta temporal para a rejeição de perturbação da malha de redistribuição

das variáveis do sistema. A figura 85 apresenta o modelo da planta, em componentes de modo comum e diferencial, incluindo o filtro de realimentação da malha, conversão AD, representação digital das variáveis e a decomposição destas em componentes de modo comum e diferencial.

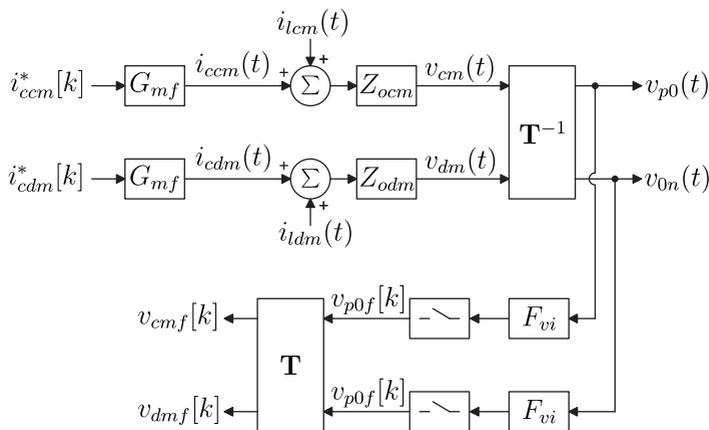


Figura 85 – Planta da malha de amortecimento ativo.

As variáveis de atuação dos controladores de amortecimento de modo comum e diferencial são, respectivamente, as referências de correntes i_{ccm}^* e i_{cdm}^* . A realimentação das malhas é feita pelas variáveis v_{cmf} e v_{dmf} . Estes sinais são obtidos a partir dos sinais v_{p0} e v_{0n} medidos através de sensores. Estes são filtrados analógicamente por um filtro passa-baixas F_{vi} (do circuito de condicionamento de sinais), para rejei-

tar ruídos de alta frequência, e são convertidos em sinais digitais para sua representação e manipulação em DSP. Os sinais digitais resultantes são transformados em componentes de modo comum e diferencial das tensões de entradas do redistribuidor.

O bloco G_{mf} representa a característica de malha fechada das malhas de corrente, assim como nas seções anteriores. Aqui, novamente assume-se que as malhas de controle das correntes i_{cp} e i_{cn} possuem a mesma característica dinâmica e estão desacopladas. Com isso, $G_{mf} = i_{cp}/i_{cp}^* = i_{cn}/i_{cn}^* = i_{cdm}/i_{cdm}^* = i_{ccm}/i_{ccm}^*$, e G_{mf} possui a característica de um filtro passa-baixas.

Os blocos Z_{ocm} e Z_{odm} representam as impedâncias de modo comum e diferencial da rede e são obtidos diretamente dos modelos (4.11) e (4.10) desenvolvidos no capítulo 4. Nota-se que as componentes de modo comum e diferencial das correntes das cargas, i_{lcm} e i_{ldm} , aparecem como perturbações às malhas.

Os controladores do amortecimento ativo, apresentados na figura 86, são formados por um controlador do tipo proporcional k_{axm} e por um filtro passa-altas F_{hxm} que tem a função de desacoplar a faixa de frequências de atuação do amortecimento ativos das fixas de atuação dos controladores das demais malhas de controle que compõe o sistema.

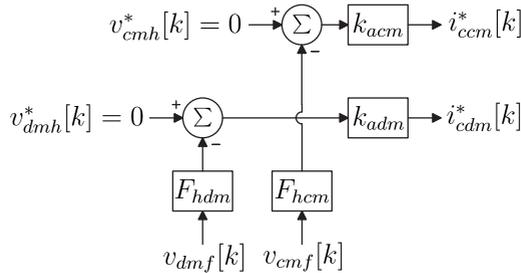


Figura 86 – Controladores da malha de amortecimento ativo.

Os filtros passa-altas F_{hcm} e F_{hdm} , implementados digitalmente através de filtros passa-baixas F_{ldm} de segunda ordem ($F_{hdm} = 1 - F_{ldm}$), foram projetados para uma frequência de corte de 250 Hz, enquanto os ganhos dos controladores proporcionais foram projetados para maximizar o amortecimento, conforme metodologia apresentada no capítulo 4.

7.7 CONCLUSÃO

Embora apenas duas variáveis do sistema, duas das três correntes de entrada do redistribuidor, possam ser diretamente impostas pelo redistribuidor de correntes, elas são suficientes para indiretamente controlar-se as demais variáveis necessárias para a implementação das funções de redistribuição, amortecimento ativo e controle do fluxo de potência da rede para o barramento de saída do redistribuidor, que neste capítulo resume-se ao controle da tensão de saída do mesmo. Isso é possível através do desacoplamento das malhas de controle obtido restringindo a faixas de frequências em que cada controlador atua.

O uso de controladores lineares baseados em modelos de valores médios quase instantâneos não é restritivo, porém, mostrou-se adequados à esta aplicação. Essa técnica foi adotada neste trabalho devido sua simplicidade e por ser bem adaptada à utilização em eletrônica de potência, sobretudo quando se deseja a utilização de modulação PWM com frequência fixa.

8 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

8.1 INTRODUÇÃO

A fim de comprovar os conceitos previamente estudados, através de resultados experimentais, foi montado um protótipo do redistribuidor de correntes e da rede de distribuição em corrente contínua. Sendo que os principais conceitos a serem comprovados são a redistribuição das correntes em si, e o amortecimento ativo.

Este capítulo apresenta detalhes desta implementação prática, os testes realizados para a validação da teoria e os resultados obtidos.

8.2 ESPECIFICAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO

Deseja-se validar os conceitos desenvolvidos nos capítulos 3 e 4. Para isso, montou-se um *setup* de testes conforme especificações da tabela 8.

Tabela 8 – Especificação da rede e do redistribuidor

Parâmetro	Especificação
Tensão nominal da rede	± 320 V
Potência nominal da rede	4,8 kW + 4,8 kW
Máximo desequilíbrio compensado ($2 \times P_{d,max}$)	$\pm 3,2$ kW

O barramento bipolar, que em uma aplicação prática seria gerado por alguma topologia de retificador, como as apresentadas no capítulo 2, foi obtido em laboratório através de duas fontes de tensão ajustáveis em corrente contínua, uma para gerar a tensão do barramento positivo e a outra a do negativo. Sendo assim, a implementação prática da rede difere do modelo apresentado no capítulo 4, pois a regulação das tensões dos barramentos positivo e negativo são feitas individualmente, cada uma por sua respectiva fonte, que possuem dinâmicas diferentes, já que não existia a disponibilidade de duas fontes iguais no laboratório. Ressalta-se ainda, que uma das fontes (a que gera a tensão do barramento negativo) é baseada num retificador monofásico e sua tensão de saída possui ondulação em 120 Hz.

Necessita-se ainda que o *setup* de testes represente bem as im-

pedâncias da rede conforme o capítulo 4, já que sem essa representação não se pode comprovar o funcionamento adequado da técnica de amortecimento ativo. Por isso, a impedância dos alimentadores da rede foram simuladas por três indutores que representam as indutâncias equivalentes da rede. Estes indutores foram confeccionados com indutâncias de aproximadamente $100 \mu\text{H}$ cada, com núcleo de ar para representar melhor as linhas de uma rede, já que estas não sofrem com o efeito de saturação inerentes aos indutores com núcleo de ferro. As resistências destes indutores foram mantidas baixas, aproximadamente $70 \text{ m}\Omega$, para que o efeito das ressonâncias não fossem muito amortecidos, possibilitando assim a verificação da efetividade da técnica de amortecimento ativa utilizada. Estima-se que esta configuração represente uma linha bipolar de aproximadamente 300 m de comprimento.

Na outra extremidade dos indutores que representam os alimentadores da rede, no ponto de conexão das cargas, foram incluídos capacitores eletrolíticos de $220 \mu\text{F}$, conforme a rede apresentada no capítulo 4. Além destes capacitores, foram incluídos mais dois capacitores de polipropileno de $4,7 \mu\text{F}$, um por barramento, para filtragem da ondulação de correntes em alta frequência, principalmente a ondulação gerada pelo redistribuidor de correntes.

Para representação das cargas da rede, para gerar o desbalanço de corrente/potência na rede, utilizou-se um banco de resistores com resistência aproximada de 32Ω , comutado através de um disjuntor. Embora as cargas sejam teoricamente resistivas puras, as indutâncias parasitas dos próprios resistores e condutores são significativas, o que dificulta o processo de comutação das cargas na abertura do circuito. Para realizar estas comutações, foi utilizado um disjuntor tripolar, cujos polos foram todos ligados em série, e com isso a capacidade de extinção do arco voltagem ampliada para interrupção de corrente contínua [5].

A estrutura de potência do redistribuidor implementado neste trabalho é a da figura 44(c) do capítulo 5, que também foi a estrutura analisada nos capítulos 6 e 7. Esta estrutura é bastante comum, e inclusive foi utilizada em diversos trabalhos anteriormente desenvolvidos no INEP. Pode ser utilizada como retificador, inversor ou filtro ativo trifásico. Devido a isso, optou-se por não montar um novo conversor e reutilizar a estrutura de potência utilizada para a implementação do filtro ativo do trabalho [25], já que esta poderia ser facilmente adaptada às necessidades deste trabalho, sendo necessário apenas confeccionar novos circuitos de medição e condicionamento de sinais, adaptados às necessidades da estratégia de controle apresentada no capítulo 7. As principais características do conversor são resumidas na tabela 9.

Tabela 9 – Características do conversor

Parâmetro	Especificação
Tensão nominal de entrada	± 320 V
Tensão nominal de saída	900 V
Potência nominal ($P_{d,max}$)	3,2 kW
Frequência de comutação	20 kHz

O conversor é formado por três módulos SKIM 300GB 128D (SEMIKRON), sendo que cada um possui um braço de IGBTs com capacidade nominal de corrente de 300 A e tensão máxima de 1,2 kV. Estes IGBTs são comandados por três placas de *gate drivers* SKHI 22A. O barramento capacitivo da saída do conversor é formado por dois capacitores eletrolíticos de $3,3 \mu\text{F}/500$ V cada, conectados em série.

O *setup* de testes detalhado é apresentado na figura 87. Esta figura ainda apresenta as placas dos circuitos de medição das tensões e correntes que devem ser realimentadas para a estratégia de controle, cujo circuitos detalhados são apresentados no apêndice C, e a conexão do redistribuidor à rede, feita através do contator K_1 e de fusíveis para a proteção do sistema em caso de falhas, além do circuito de pré-carga dos capacitores do barramento de saída do redistribuidor, que é formado por dois bancos de resistores com resistência equivalente de 66Ω e pelo contator K_2 .

A estratégia de controle apresentada no capítulo 7 foi implementada digitalmente com representação numérica em ponto fixo em um processador digital de sinais (DPS), do família F2812 da Texas Instrument. Para tal, utilizou-se o kit de desenvolvimento eZDSP2812 que contém todo o hardware necessário para operação, gravação e monitoração do DPS.

8.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O circuito da figura 87, que apresenta o protótipo do redistribuidor e da rede que foram utilizados para a realização dos testes que serão apresentados nesta seção, é redesenhado de forma mais objetiva na figura 88. Esta figura contém a indicação das tensões e correntes obtidas nos testes que serão apresentados a seguir.

Inicialmente verificou-se o comportamento da rede na condição de comutação de carga, sem o redistribuidor de correntes e com tensões balanceadas. Este primeiro teste foi realizado fechando o interruptor

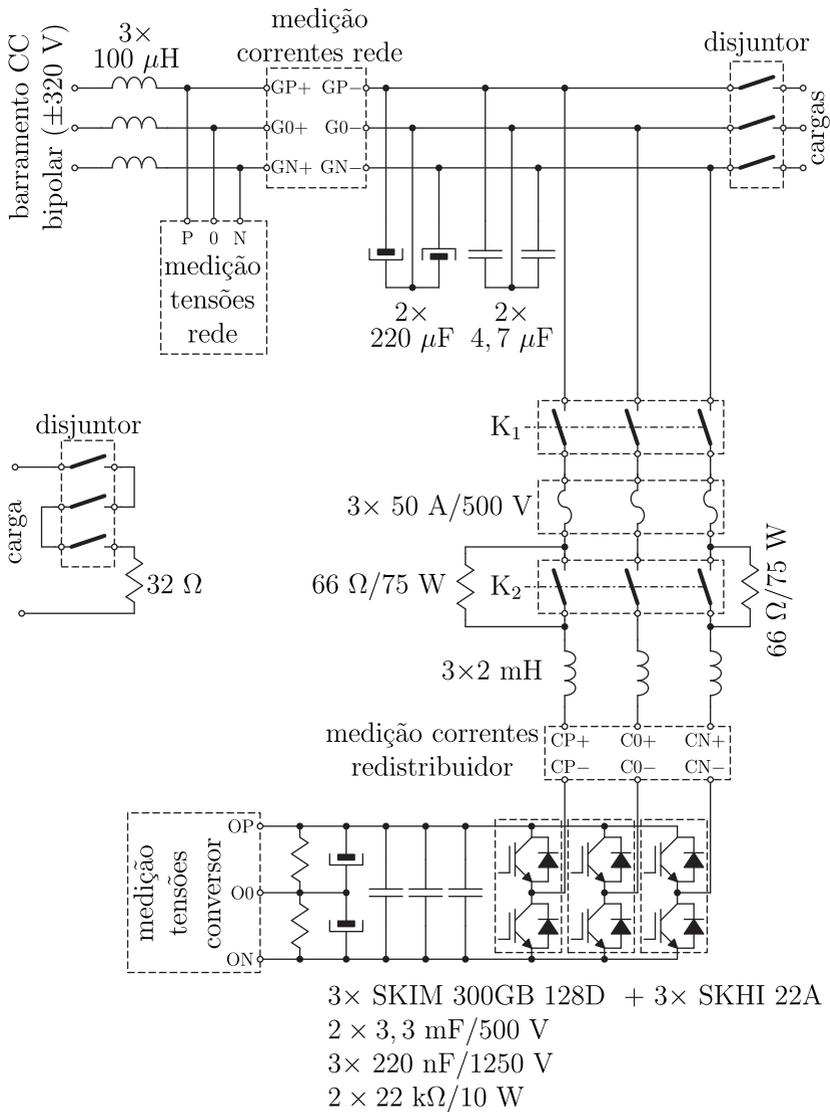


Figura 87 – *Setup* de testes detalhado.

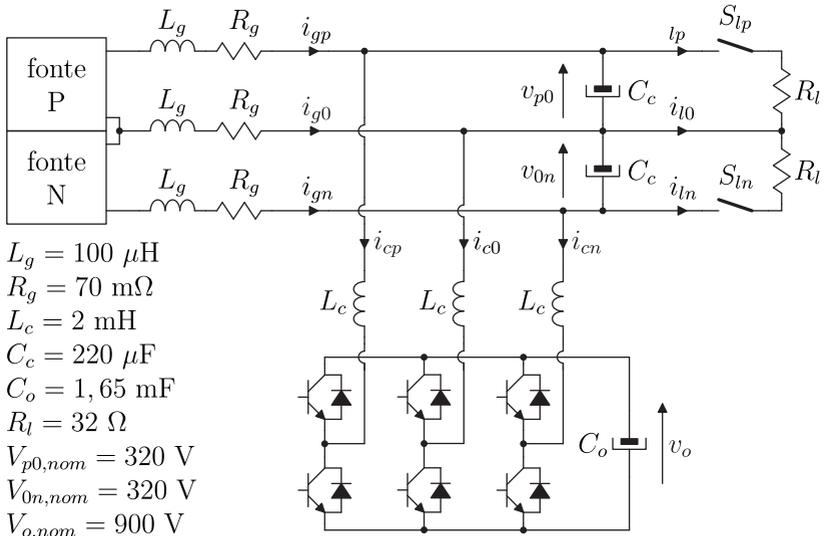


Figura 88 – *Setup* de testes.

S_{lp} da figura 88 com o redistribuidor de correntes desligado. A carga inserida na rede resulta numa corrente com aproximadamente 10 A após a rede atingir o regime. A figura 89 apresenta os valores medidos para as correntes de neutro do lado dos alimentadores (i_{g0}) e das cargas (i_{l0}), além das tensões dos barramentos positivo (v_{p0}) e negativo (v_{0n}) para esta condição. Nota-se que a tensão v_{p0} , do barramento positivo, decai aproximadamente 20 V após a comutação da carga e demora mais 80 ms para ser restabelecida. Isso deve-se à característica do controle da fonte P, utilizada para alimentação do barramento positivo. A tensão v_{0n} , do barramento negativo, é pouco influenciada com a inserção da carga, já que esta carga foi aplicada ao barramento positivo e a pequena parcela de redução da tensão v_{0n} deve-se apenas ao acoplamento dos dois barramentos através da impedância do condutor neutro.

Esta comutação excita as ressonâncias naturais da rede, como pode ser visto nas tensões e correntes da figura 90, que apresenta em mais detalhes o instante da comutação de S_{lp} . Verifica-se que a corrente de neutro do lado dos alimentadores também sofre uma oscilação conforme já havia sido previsto pelo modelo representado pelo diagrama de resposta em frequência da figura 81. Embora as ressonâncias não sejam de grande amplitude no protótipo montado, e que a impedância de saída das fontes que geram os barramentos de tensão sejam supe-

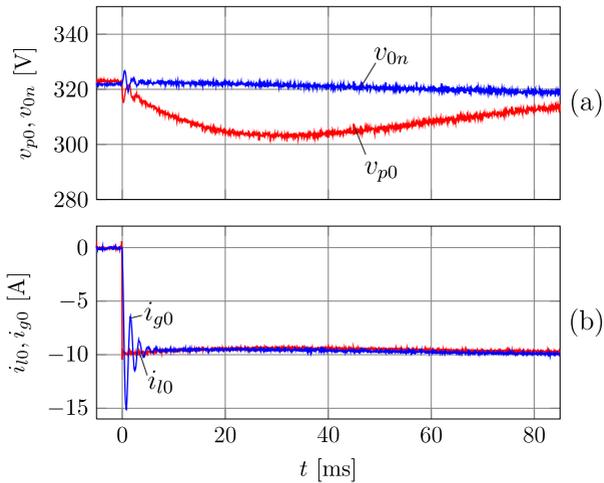


Figura 89 – Resultados experimentais que mostram o comportamento natural da rede, sem o redistribuidor de correntes, para degraus de carga aplicado em um dos barramentos.

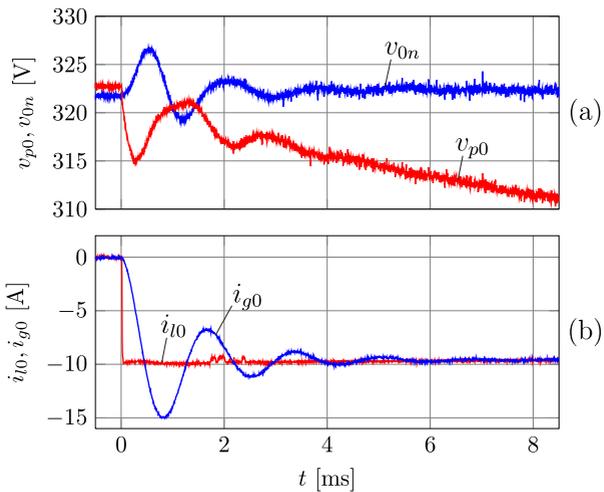


Figura 90 – Resultado experimental que mostra detalhadamente as oscilações naturais da rede.

riores aos próprios picos de ressonância, essas ressonâncias existem de modo que o protótipo da rede é adequado para verificação tanto da redistribuição das correntes como do amortecimento ativo.

Posteriormente, em um segundo teste, verificou-se o funcionamento do redistribuidor de correntes operando em vazio, apenas regulando sua tensão de saída. A figura 91 apresenta a medição da tensão de saída do conversor. Nota-se que esta se mantém estabilizada, com amplitude próxima dos 900 V, que é a tensão nominal de operação e referência da malha de controle da tensão de saída.

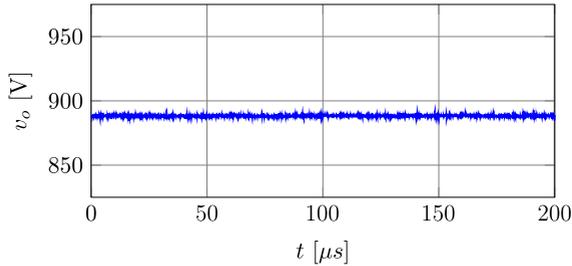


Figura 91 – Resultado experimental que mostra a regulação da tensão de saída do redistribuidor.

As figuras 92 e 93 apresentam a medição das correntes de entrada do redistribuidor operando a vazio. Destas, verifica-se que a amplitude das ondulações das correntes i_{cp} e i_{cn} são de aproximadamente 1,3 A, e de i_{c0} de aproximadamente 2,45 A, o que está de acordo com a figura 48 e com as equações (5.6) e (5.7) desenvolvidas no capítulo 5.

Nota-se ainda da figura 92, que a média das correntes i_{cp} e i_{cn} não são nulas e existe uma corrente de modo diferencial na entrada do redistribuidor. Isso deve-se à potência que o redistribuidor necessita drenar da rede para suprir as perdas geradas pelos resistores conectados ao barramento CC de saída, conforme figura 87, além das perdas dos semicondutores, e manter o barramento com a tensão regulada.

A figura 94 mostra a operação do redistribuidor de correntes sem a malha de amortecimento ativo, tanto para degrau de carga no barramento positivo como no negativo. A figura 94(a) mostra as correntes de neutro do lado dos alimentadores (i_{g0}) e no lado das cargas (i_{l0}). Nota-se que após uma oscilação pouco amortecida de aproximadamente 5 ms, decorrente da ressonância natural da rede, a corrente de neutro do lado da rede é estabilizada e anulada pela malha de controle da corrente de neutro, resultando no balanço das correntes do barramento positivo e

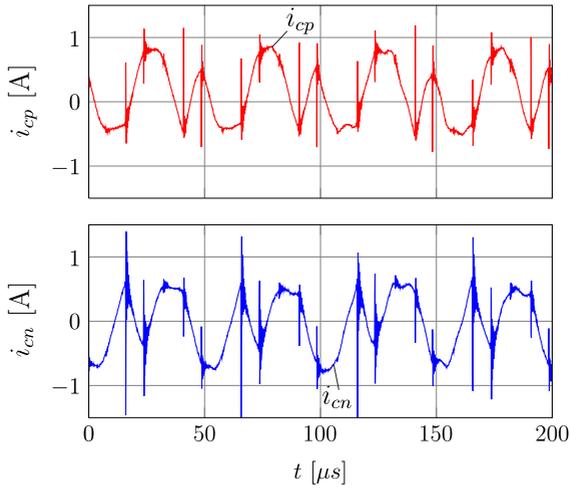


Figura 92 – Resultado experimental que mostra as ondulações das correntes i_{cp} e i_{cn} .

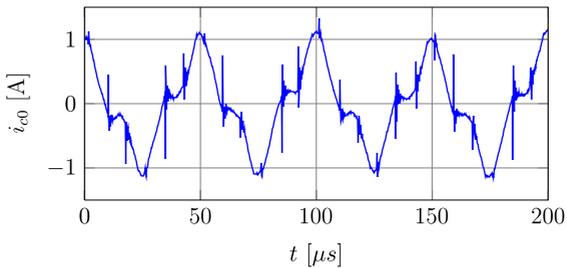


Figura 93 – Resultado experimental que mostra a ondulação da corrente i_{c0} .

negativo. Verifica-se que o comportamento da corrente de neutro no lado dos alimentadores está de acordo com a resposta em malha fechada obtida teoricamente para um degrau de corrente de neutro do lado das cargas, apresentada na figura 84 do capítulo 7, que é a condição aproximada do teste realizado. A figura 94(b) mostra as oscilações das tensões nos dois barramentos, decorrentes dos degraus de carga. Diferentemente do que acontece quando não existe o redistribuidor, as correntes são distribuídas igualmente para o barramento positivo e negativo e, conseqüentemente, as tensões tanto do barramento positivo como a do negativo tendem a decair juntas, mantendo o equilíbrio das tensões até mesmo nos transitórios. Assim, o controle de balanço das tensões do barramento do retificador de entrada necessita apenas operar na faixa das baixas frequências. A figura 94(c) mostra a regulação da tensão de saída do redistribuidor de correntes, que não sofre grande influência com a redistribuição das correntes, já que estas duas malhas estão desacopladas conforme abordado nos capítulos 3 e 7.

A figura 95 mostra a operação do redistribuidor de correntes para as mesmas condições de comutação de carga da figura 94, porém, agora com as malhas de amortecimento ativo operantes. A figura 95(a) mostra que, com as malhas de amortecimento ativo operantes, a oscilação da corrente de neutro do lado da rede é bastante amortecida. Como consequência o pico de corrente é reduzido para aproximadamente 80% do valor de corrente de neutro da carga, e o tempo em que esta corrente atinge o regime é reduzida para 3 ms. A figura 95(b) mostra as oscilações das tensões da rede que também são amortecidas. Embora o amortecimento ativo transfira potência ao barramento de saída, a energia acumulada neste barramento é grande devido à grande capacitância e tensão do barramento, e por isso não se percebe perturbação nesta tensão como mostra a figura 95(c).

As formas de onda da figura 96 foram obtidas com a rede operando com cargas desbalanceadas, com carga conectada apenas ao barramento positivo, e no instante de tempo $t = 0$ s foi habilitada a malha de compensação de corrente de neutro. A figura 96(a) mostra as tensões do barramento positivo e negativo no ponto de conexão com as cargas, enquanto a figura 96(b) mostra as correntes nos alimentadores positivo e negativo da rede. Nota-se que antes de $t = 0$ s, quando a malha de redistribuição estava desabilitada, a corrente do condutor negativo era nula, enquanto o condutor positivo transferia toda a potência à carga. Após $t = 0$ s, as correntes nos alimentadores são balanceadas, de forma a anular a corrente do neutro do lado dos alimentadores.

A figura 97 apresenta a potência ativa instantânea (p_g) e a potên-

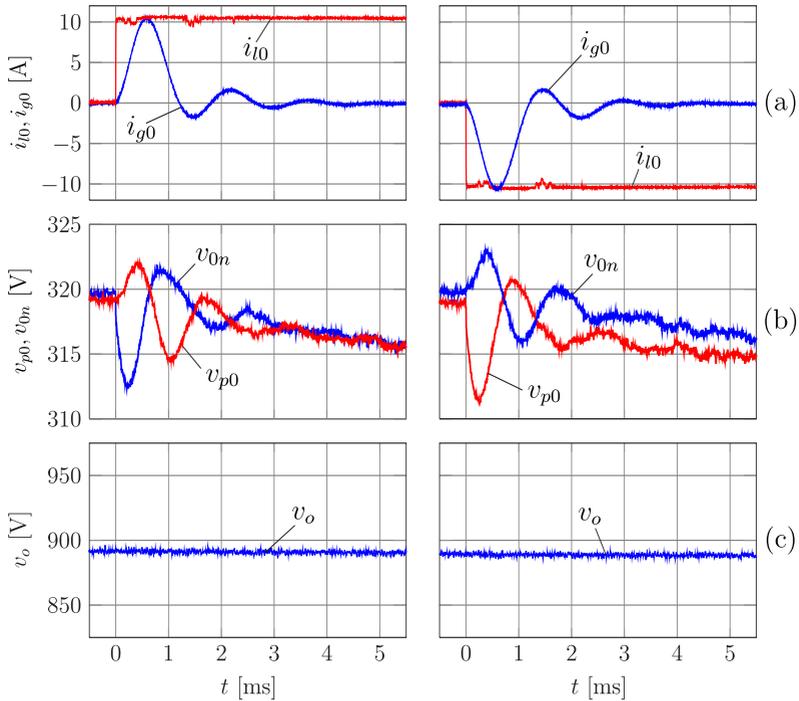


Figura 94 – Resultado experimental com redistribuidor de corrente e sem amortecimento ativo para degraus de carga tanto no barramento positivo como no negativo.

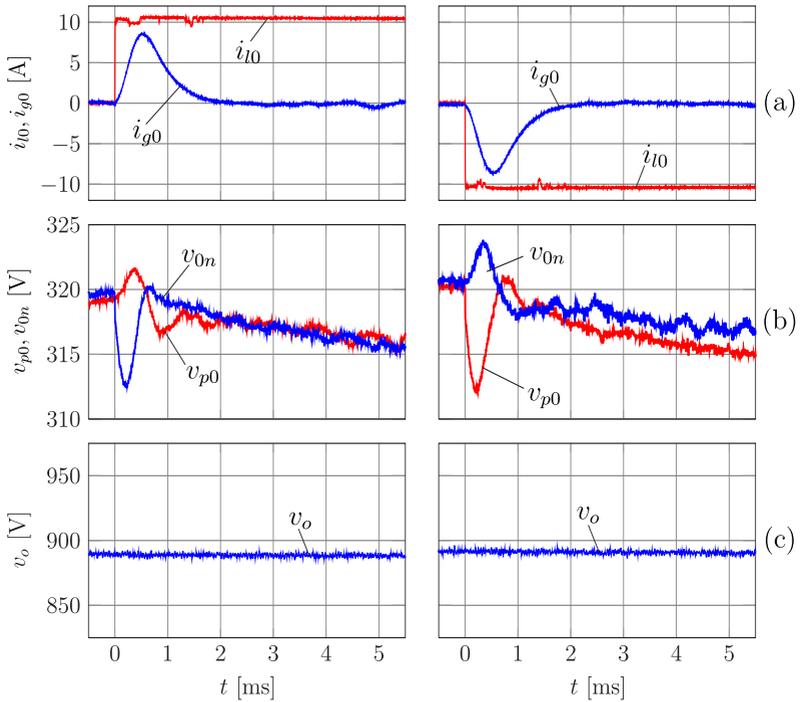


Figura 95 – Resultado experimental com redistribuidor de corrente e com amortecimento ativo para degraus de carga tanto no barramento positivo como no negativo.

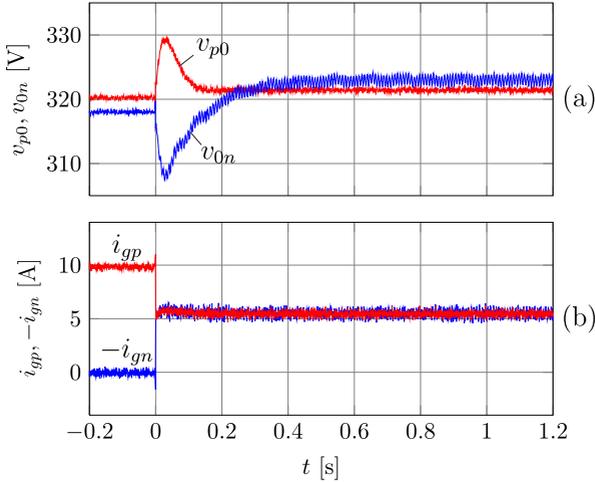


Figura 96 – Resultado experimental que mostra o comportamento das correntes e tensões nos alimentadores com e sem a redistribuição de corrente para a condição de tensões balanceadas em regime.

cia reativa instantâneas (q_g) transferidas pelos alimentadores da rede para a mesma condição da figura 96. Estas potências foram obtidas aplicando a transformação (3.20) e (3.22), apresentadas no capítulo 3, às correntes e tensões medidas, apresentadas na figura 96. Nota-se, da figura 97, que a potência reativa instantânea é anulada pela malha de redistribuição das correntes, já que o teste foi realizado com tensões balanceadas, confirmando o que foi exposto no capítulo 3. A potência ativa instantânea sofreu um pequeno acréscimo com a redistribuição das correntes devido ao aumento das perdas do sistema, gerados pelo redistribuidor que até então operava em vazio.

O mesmo teste foi realizado com a rede operando com tensões desbalanceadas, sendo que o barramento positivo operava com tensão de aproximadamente 290 V (tensão nominal menos 10%), enquanto o barramento negativo operava com tensão de 335 V (tensão nominal mais 5%, aproximadamente). As tensões e correntes das linhas são apresentadas na figura 98. Nota-se que mesmo com o desbalanço a malha de redistribuição opera corretamente, balanceando as correntes da linha positiva e negativa, porém isso não implica mais na redistribuição das potências, e nesta condição os alimentadores operam com potência reativa não nula como pode ser verificado na figura 97.

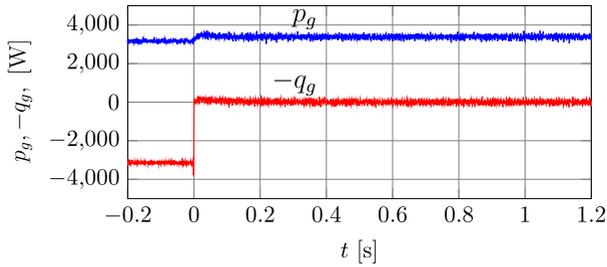


Figura 97 – Potência ativa e reativa instantânea para operação com e sem redistribuidor e com tensões balanceadas.

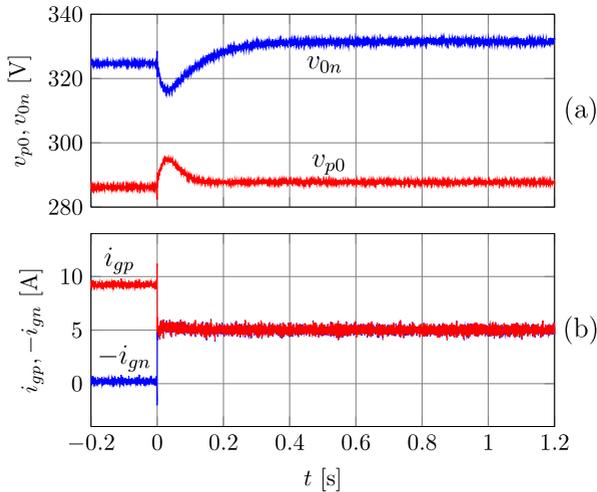


Figura 98 – Resultado experimental que mostra o comportamento das correntes e tensões nos alimentadores com e sem a redistribuição de corrente para a condição de tensões desbalanceadas em regime.

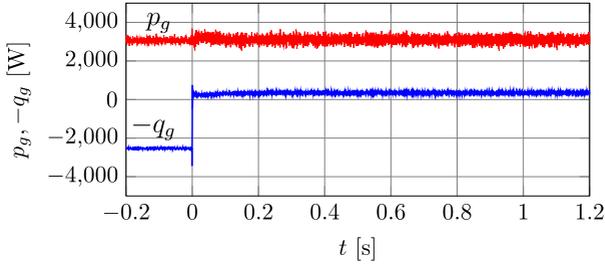


Figura 99 – Potência ativa e reativa instantânea para operação com e sem redistribuidor e com tensões desbalanceadas.

8.4 CONCLUSÃO

Com os testes realizados em laboratório, e apresentados neste capítulo, pode-se comprovar na prática o adequado funcionamento do conversor e das funções de redistribuição das correntes e amortecimento ativo. Pode-se também validar os modelos e conceitos desenvolvidos nos capítulos 3 e 4, além de validar a estratégia de controle completa, já que para os testes, todas as seis malha de controle apresentadas no capítulo 7, foram utilizadas simultaneamente.

Verificou-se que o redistribuidor é capaz de redistribuir as correntes de modo que os alimentadores da rede, e por consequência, o retificador de entrada, não sejam submetidos em regime permanente aos desequilíbrios de corrente causados pelas cargas. Além de contribuir, também dinamicamente, para o balanceamento das tensões na rede. Confirmou-se também a efetividade do amortecimento ativo, que é refletida tanto nas tensões dos barramentos como nas correntes nos alimentadores.

9 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Com este trabalho buscou-se solucionar o problema do desbalanço de correntes em redes de distribuição bipolares em corrente contínua, que vem sendo propostas na literatura e que podem apresentar algumas vantagens quando comparadas às redes de distribuição em corrente alternada convencionais.

Inicialmente, no capítulo 2, foi apresentada a configuração da rede adotada para o trabalho, e alguns dos problemas decorrentes do desbalanço das correntes nos alimentadores desta rede. Conclui-se que em redes operando com correntes balanceadas as perdas no retificador de entrada e alimentadores são reduzidas, além de ser esta a condição que possibilita a máxima transferência de potência da rede para um dado conjunto de cabos.

No capítulo 3 foram apresentados os conceitos básicos para a redistribuição das correntes através de um conversor eletrônico denominado redistribuidor de correntes. Ainda, foi feita uma análise das potências totais que circulam na rede e como a redistribuição das correntes interfere nas potências transmitidas por cada ramo da rede. Neste mesmo capítulo, também foi apresentado uma possível funcionalidade adicional para o redistribuidor de correntes no caso de algum, ou todos, os alimentadores da rede haver sido seccionados. Mostrou-se que nesta situação o redistribuidor pode operar transferindo potência entre os barramentos de modo a regular a tensão do barramento que deixou de ser alimentado e com isso suprir as cargas deste barramento.

No capítulo 4 foi desenvolvida a modelagem da rede, e desta, foi constatado possíveis problemas de oscilações pouco amortecidas em condições de comutação de cargas. Propôs-se também a utilização do redistribuidor de correntes atuando como amortecedor ativo, e assim, contribuindo para a estabilidade da rede. Decorrente das dificuldades causadas pelos acoplamentos entre os barramentos da rede, utilizou-se uma transformação matemática para representar o barramento bipolar por dois sub-sistemas isolados. Essa transformação se mostrou útil não apenas na simplificação do modelo, mas também, na estratégia de controle adotada.

No capítulo 5 foram apresentadas possíveis estruturas de potência capazes de implementar o redistribuidor de correntes e as funções adicionais agregadas à ele, além das limitações para a implementação de algumas destas funções para cada topologia apresentada. Ainda neste capítulo, foi apresentada a estrutura escolhida para implementa-

ção de um protótipo em laboratório, além da apresentação detalhada do seu funcionamento e modulação e do desenvolvimento de equações que quantificam os esforços nos componentes de potência.

No capítulo 6 foi desenvolvida a modelagem do conversor, orientada para o controle do mesmo.

No capítulo 7 foi apresentada a estratégia de controle adotada para o conversor, que engloba tanto o controle de variáveis internas ao conversor, necessárias para seu funcionamento, como também as variáveis da rede com as quais obtém-se a redistribuição das correntes e o amortecimento ativo. Nesta etapa, a utilização da decomposição das variáveis do sistema em componentes de modo comum e diferencial se mostrou útil novamente.

No capítulo 8 foi apresentado o protótipo da rede e do redistribuidor de correntes utilizados para a comprovação dos conceitos apresentados nos demais capítulos. Com os testes realizados, pode-se comprovar e validar a estratégia de balanceamento das correntes, além de demonstrar o ganho obtido com o amortecimento ativo e como o redistribuidor pode operar em conjunto com essas funcionalidades adicionais sem que seu desempenho na redistribuição das correntes seja comprometido.

Como trabalhos futuros nesta área, pode-se sugerir os tópicos listados a seguir:

- Caracterização e modelagem das cargas típicas de uma rede de distribuição em corrente contínua, e como estas afetam a estabilidade do sistema.
- Modelagem de fontes de geração distribuídas conectadas à rede em corrente contínua.
- Expansão do estudo para redes em anel, alimentadas por mais de um retificador.
- Estudo de procedimentos e funções para operação em modo ilhado.
- Estudo da estabilidade global da rede e sua relação com as capacidades nos alimentadores e pontos de conexão com as cargas.
- Adaptação das técnicas de controle de amortecimento ativo para utilização em conversores comutados em baixas frequências.

REFERÊNCIAS

- [1] AKAGI, H.; WATANABE, H. E.; AREDES, M. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. United States of America: IEEE Press Series on Power Engineering, 2007.
- [2] HELDWEIN, M. L. *Microredes em corrente contínua: qualidade de fornecimento eficiência em futura redes de distribuição*. Florianópolis, Brasil: [s.n.], 2010. Monografia entregue ao concurso público 23080.012809/2009-83 da Universidade Federal de Santa Catarina.
- [3] MCNICHOL, T. *AC/DC: The Savage Tale of the First Standards War*. San Francisco, EUA: Jossey-Bass, 2006.
- [4] LASSETER, B. Microgrids [distributed power generation]. In: *Power Engineering Society Winter Meeting, 2001. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2001.
- [5] SALOMONSSON, D. *Modeling, control and protection of low-voltage DC microgrids*. Tese (de Doutorado em Engenharia Elétrica) — Royal Institute of Technology (KTH), Suécia, 2008.
- [6] KARLSSON, P. *DC distributed power systems – analysis, design and control for a renewable energy system*. Tese (de Doutorado em Engenharia Elétrica Industrial) — Lund University, Suécia, 2002.
- [7] SALONEN, P. et al. An lvdc distribution system concept. In: *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NOR-PIE)*. [S.l.: s.n.], 2008.
- [8] KAKIGANO, H. et al. Fundamental characteristics of dc microgrid for residential houses with cogeneration system in each house. In: *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–8.
- [9] ENGELEN, K. et al. Small-scale residential dc distribution systems. In: *IEEE Benelux Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering*. [S.l.: s.n.], 2006.

- [10] BRENNNA, M. et al. Bidirectional front end converter for dg with disturbance insensitivity and islanding-detection capability. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 23, n. 2, p. 907–914, 2008.
- [11] STARKE, M. R.; TOLBERT, L. M.; OZPINECI, B. Ac vs. dc distribution: A loss comparison. *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, p. 1–7, 2008.
- [12] STARKE, M. et al. Ac vs. dc distribution: Maximum transfer capability. In: *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6.
- [13] ABNT. *ABNT NBR 5410 – Instalações elétricas em baixa tensão*. Brasil: ABNT, 1977.
- [14] HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. United States of America: IEEE Press Series on Power Engineering, 2003.
- [15] KAKIGANO, H. et al. A dc micro-grid for superhigh-quality electric power distribution. *Electrical Engineering in Japan*, v. 164, n. 1, p. 34–42, 2008.
- [16] MORAIS, A. S. de; BARBI, I. Power redistributor applied to distribution transformers. In: *IEEE Annual Conference on Industrial Electronics (IECON)*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1787–1791.
- [17] TECHAKITTIROJ, K. Electrical plug and outlet for dc distribution system in buildings. In: *International Conference on Control, Automation and Systems 2008*. Seoul, Korea: [s.n.], 2008.
- [18] SUDHOFF, S. D. et al. Admittance space stability analysis of power electronic systems. *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic SYstems*, v. 36, n. 3, p. 965–973, 2000.
- [19] FENG, X.; LIU, J.; LEE, F. C. Impedance specifications for stable dc distributed power systems. *IEEE Transaction on Power Electronic*, v. 17, n. 2, p. 157–162, 2002.
- [20] LI, P.; LEHMAN, B. Performance prediction of dc–dc converters with impedances as loads. *IEEE Transaction on Power Electronic*, v. 19, n. 1, p. 201–209, 2004.

- [21] MIDDLEBROOK, R. D. Input filter considerations in design and application of switching regulators. In: *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. Chicago (IL), USA: [s.n.], 1976. p. 366–382.
- [22] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIE, D. *Fundamentals of Power Electronics*. New York, EUA: Kluwer Academics, 2004.
- [23] ERICKSON, R. W. Optimal single resistors damping of input filters. In: *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 1073–1079.
- [24] FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. *Feedback Control of Dynamic Systems*. EUA: Addison–Wesley, 1994.
- [25] ORTMANN, M. S. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, *Filtro ativo trifásico com controle vetorial utilizando DSP: projeto e implementação*. Florianópolis, Brasil: [s.n.], 2008.
- [26] FUKUDA, S.; MATSUMOTO, Y. Optimal regulator based control of npc boost rectifiers for unity power factor and reduced neutral point potential variations. In: *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 2, p. 1455–1462 vol.2.
- [27] BORGONOVO, D. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, *Análise Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos*. Florianópolis, Brasil: [s.n.], 2005.

**APÊNDICE A - Decomposição em Componentes de Modo
Comum e Diferencial**

A decomposição das correntes e tensões de uma rede ou um grupo específico de condutores é amplamente utilizada na análise e projetos de filtros relacionados à compatibilidade eletromagnética tanto em sistemas em corrente contínua como em sistemas em corrente alternada.

Em redes de distribuição bipolares, como a apresentada no capítulo 3, a decomposição das tensões e correntes do sistema em componentes de modo comum e diferencial se mostra bastante útil, uma vez que nos leva à uma representação do sistema na qual o fluxo de potência total transferido pela rede é separado da componente de potência que gera o desbalanço nas potências (abordado em detalhes no capítulo 3), além de desacoplar o sistema bipolar em dois sistemas independentes como utilizado no capítulo 4), de forma semelhante àquilo que faz a transformada $\alpha\beta 0$ em sistemas trifásicos em corrente alternada.

As variáveis de um ramo genérico de um barramento bipolar são apresentadas na figura 100(a). Estas variáveis, tanto as tensões como as correntes, podem ser decompostas em componentes de modo comum e diferencial como mostra a figura 100b. Ou seja, considerando o condutor neutro (0) como referência, as componentes de corrente e tensão que são comuns aos condutores positivo (p) e negativo (n) são ditas, respectivamente, componente de corrente de modo comum e componente de tensão de modo comum. As componentes de tensão e corrente de modo diferencial, por outro lado, representam a relação das tensões entre os condutores positivo e negativo, enquanto a componente de corrente de modo comum representa a parcela da corrente que circula do condutor positivo para o negativo. O sistema físico, dito em variáveis de linha, é dado pela superposição destas componentes.

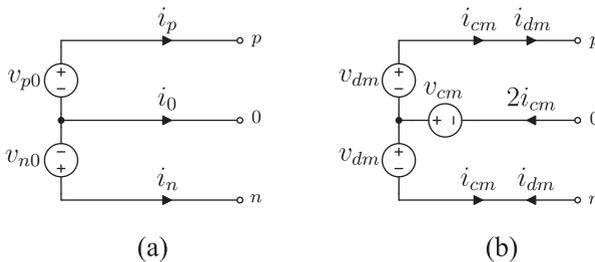


Figura 100 – Decomposição (a) das variáveis de um barramento bipolar em (b) componentes de modo comum e componentes de modo diferencial.

Representando as correntes e tensões do barramento bipolar da

figura 100 na forma de vetores obtém-se:

$$\vec{x}_{pn} = [x_p \quad x_n]' \quad (\text{A.1})$$

$$\vec{x}_{cd} = [x_{cm} \quad x_{dm}]' \quad (\text{A.2})$$

aonde, $x = v, i$ para representar tensões e correntes.

A relações entre as variáveis de linha e as componentes de modo comum e diferencial são dadas por:

$$\vec{x}_{cd} = \mathbf{T} \cdot \vec{x}_{pn} \quad (\text{A.3})$$

$$\vec{x}_{pn} = \mathbf{T}^{-1} \cdot \vec{x}_{cd}, \quad (\text{A.4})$$

aonde

$$\mathbf{T} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

$$\mathbf{T}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.6})$$

O coeficiente da transformação define apenas a relação de ganho entre as duas bases. O coeficiente 1/2 foi escolhido neste trabalho pois com ele tem-se uma melhor noção intuitiva da composição das componentes de modo comum e diferencial para a formação das variáveis de linha. Como desvantagem, tem-se que esta transformação não preserva potência, já que não é ortogonal. Uma transformada equivalente à transformação \mathbf{T} , porém que preserva potência é apresentada em (A.7).

$$\mathbf{T}_p = \mathbf{T}_p^{-1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

APÊNDICE B – Modelagem Dinâmica do Retificador NPC

O retificador NPC (*Neutral Point Clamped*) utilizado como retificador [26,27] é apresentado na figura 101 e as tensões da rede trifásica que alimenta este retificador são dadas por (B.1).

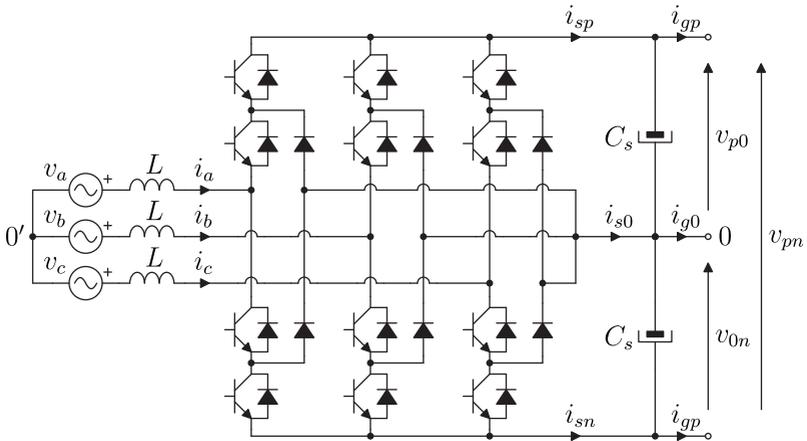


Figura 101 – Retificador NPC.

$$\begin{cases} v_a = \hat{V} \sin(\theta) \\ v_b = \hat{V} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c = \hat{V} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

Afim de se obter um modelo dinâmico simplificado, considera-se que o retificador opera com tensões de saída balanceadas e constantes ($v_{p0} = v_{0n} = V_{pn}/2$), e que seus interruptores são ideais e modulados (por modulação PWM de frequência f_s , sendo que $f_s \gg f_g$) de forma a obter-se para cada braço um interruptor de três posições capaz de conectar a fase de entrada (ponto após o indutor) aos três pontos do barramento de saída (positivo (p), negativo (n) e neutro (0)), conforme apresentado na figura 102. Sendo x o índice que representa o braço do conversor e que pode assumir os valores $x = a, b, c$ para os braços relativos às fases a, b e c da rede trifásica de entrada.

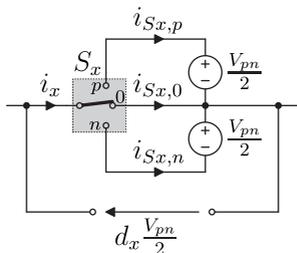


Figura 102 – Interruptor equivalente do retificador NPC.

Pode-se definir a função de comutação deste interruptor como:

$$s_x(t) = \begin{cases} 1 & , \text{ se o interruptor } x \text{ está na posição } p \\ 0 & , \text{ se o interruptor } x \text{ está na posição } 0 \\ -1 & , \text{ se o interruptor } x \text{ está na posição } n \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

sendo a razão cíclica associada ao braço x , definida como o valor médio quase instantâneo da função de comutação do interruptor deste braço, e é dada por:

$$d_x(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t s_x(\tau) d\tau, \quad (\text{B.3})$$

aonde $T_s = 1/f_s$ é o período associado à frequência de comutação do modulador PWM.

As figuras figura 103 e figura 104 apresentam, respectivamente, os modelos equivalentes do retificador para valores instantâneos e para valores médios quase instantâneos com as aproximações e definições apresentadas acima. Sendo que $\bar{v}_{0'0}$ indica o valor médio quase instantâneo da tensão entre os pontos $0'$ e 0 , ou seja, da tensão $v_{0'0}$.

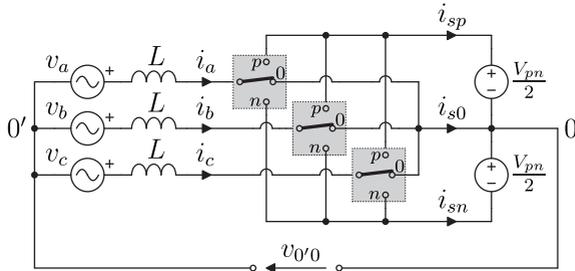


Figura 103 – Modelo simplificado do retificador NPC.

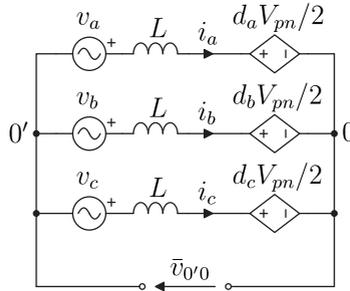


Figura 104 – Modelo simplificado do retificador NPC para valores médios quase instantâneos.

Representado as variáveis do modelo trifásico na forma vetorial, ou seja:

$$\vec{d}_{abc} = [d_a \quad d_b \quad d_c]' \quad (\text{B.4})$$

$$\vec{i}_{abc} = [i_a \quad i_b \quad i_c]' \quad (\text{B.5})$$

$$\vec{v}_{abc} = [v_a \quad v_b \quad v_c]', \quad (\text{B.6})$$

obtém-se:

$$L \frac{d}{dt} \vec{i}_{abc} = \vec{v}_{abc} - \vec{d}_{abc} \frac{V_{pn}}{2} + \mathbf{I}_3 \bar{v}_{0'0}, \quad (\text{B.7})$$

sendo que \mathbf{I}_3 representa uma matriz identidade de ordem três.

Um modelo mais simplificado pode ser obtido aplicando a transformada dqo , definida por (B.8), ao modelo do retificador apresentado em (B.7).

$$\vec{y}_{dqo} = \mathbf{B} \cdot \vec{y}_{abc} \quad (\text{B.8})$$

Sendo:

$$\vec{y}_{abc} = [y_a \quad y_b \quad y_c]' \quad (\text{B.9})$$

$$\vec{y}_{dqo} = [y_d \quad y_q \quad y_o]' \quad (\text{B.10})$$

$$\mathbf{B} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (\text{B.11})$$

$$\mathbf{B}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix}, \quad (\text{B.12})$$

aonde y indica a variável transformada que neste caso pode ser correntes (i), tensões (v) e razões cíclicas (d).

Aplicando (B.8) ao modelo (B.7), obtém-se:

$$L \frac{d}{dt} (\mathbf{B}^{-1} \vec{i}_{dqo}) = \mathbf{B}^{-1} \vec{v}_{dqo} - \mathbf{B}^{-1} \vec{d}_{dqo} \frac{V_{pn}}{2} + \mathbf{B}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \bar{v}_{0'0} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.13})$$

Multiplicando (B.13) por \mathbf{B} , obtém-se:

$$L \mathbf{B} \frac{d}{dt} (\mathbf{B}^{-1}) \vec{i}_{dqo} + L \frac{d}{dt} (\vec{i}_{dqo}) = \vec{v}_{dqo} - \vec{d}_{dqo} \frac{V_{pn}}{2} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \bar{v}_{0'0} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.14})$$

Como

$$\mathbf{B} \frac{d}{dt} (\mathbf{B}^{-1}) = \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{B.15})$$

sendo $\omega = \frac{d\theta}{dt}$, obtém-se:

$$L \frac{d}{dt} (\vec{i}_{dqo}) = \vec{v}_{dqo} - \vec{d}_{dqo} \frac{V_{pn}}{2} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \bar{v}_{0'0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega L & 0 \\ \omega L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \vec{i}_{dqo}. \quad (\text{B.16})$$

Aplicando a transformada dqo às tensões da rede, obtém-se que $\vec{v}_{dqo} = [0 \ \hat{V} \ 0]'$. Sabe-se ainda que por ser um sistema a três fios, $i_a + i_b + i_c = 0$, logo, $i_o = 0$ e $\vec{i}_{dqo} = [i_d \ i_q \ 0]'$. Substituindo estas correntes e tensões em (B.16), obtém-se (B.17) que é o modelo que buscava-se. Este modelo também pode ser representado na forma de circuito equivalente conforme figura 105.

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{V} \\ 0 \end{bmatrix} - \frac{V_{pn}}{2} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \bar{v}_{0'0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.17})$$

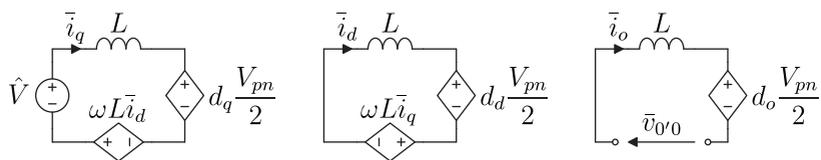


Figura 105 – Modelo do retificador NPC a três fios no espaço dqo .

**APÊNDICE C – Circuitos de Medição e Condicionamento
de Sinais**

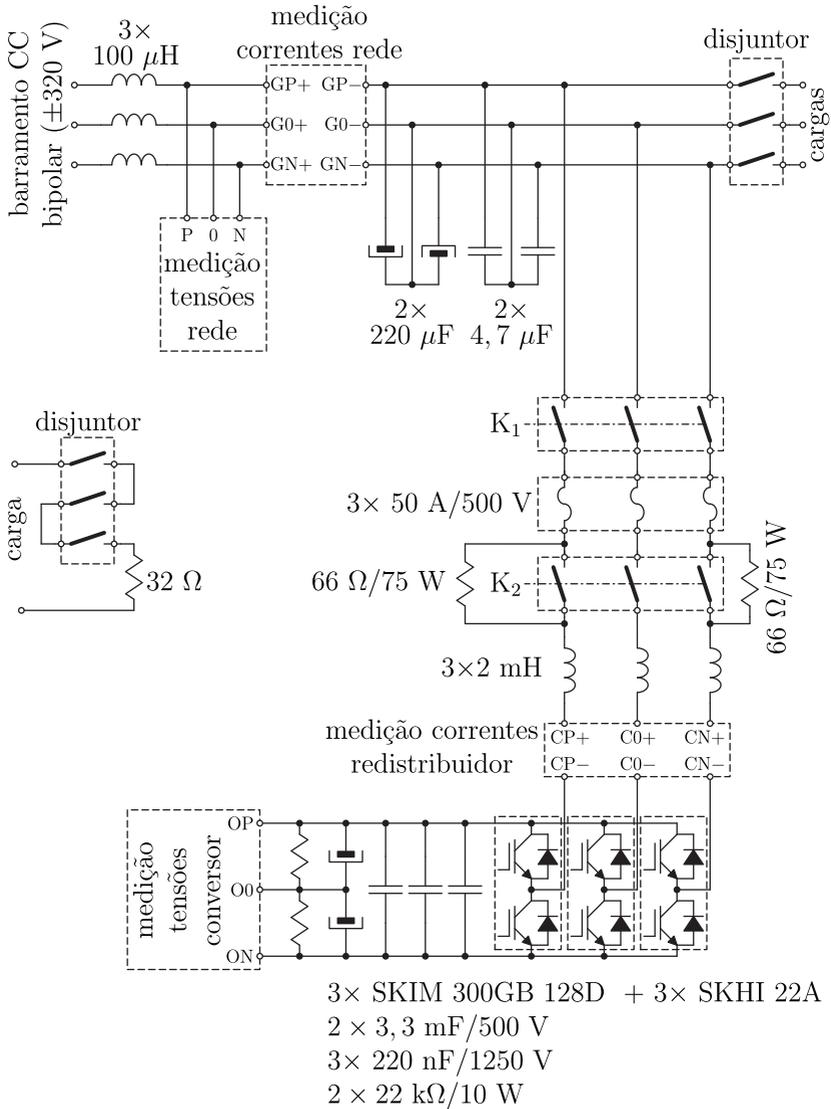


Figura 106 – Setup de testes.

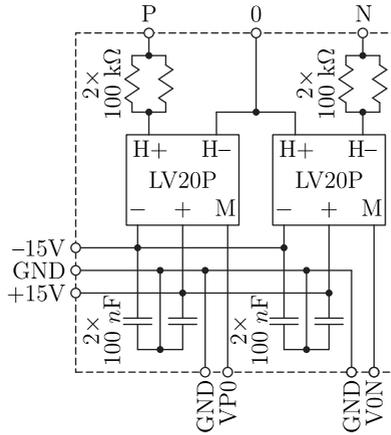


Figura 107 – Circuito de medição das tensões da rede.

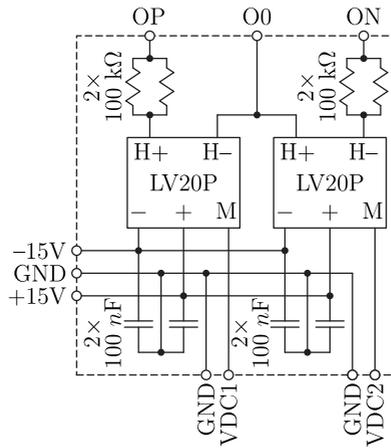


Figura 108 – Circuito de medição das tensões de saída do retificador.

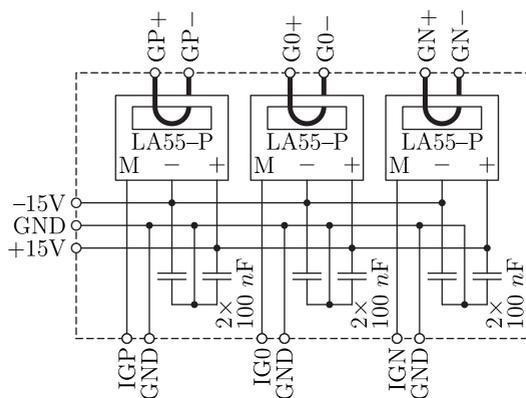


Figura 109 – Circuito de medição das correntes dos alimentadores da rede.

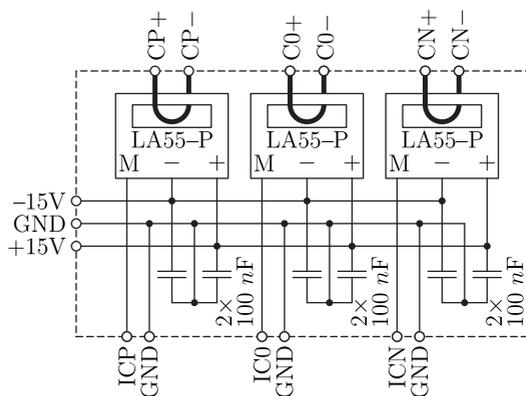


Figura 110 – Circuito de medição das correntes de entrada do redistribuidor.

APÊNDICE D – Publicações

O presente trabalho resultou em um artigo aceito para publicação na revista *IEEE Transactions on Power Electronics*. Este artigo, intitulado “*Operation and Control Oriented Modeling of a Power Converter for Current Balancing and Stability Improvement of DC Active Distribution Networks*”, é apresentado a seguir.

Operation and Control Oriented Modeling of a Power Converter for Current Balancing and Stability Improvement of DC Active Distribution Networks

Jackson Lago, Marcelo L. Heldwein, *Member, IEEE*

Abstract—Future active distribution networks appear as a solution to the energy distribution challenges. In this context, direct current systems show potential for reducing losses and electronic equipment costs. Power electronics is the main enabler to this initiative and strong research efforts are ongoing in order to find solutions and evaluate the benefits and requirements for the power converters to be applied in dc systems. There is evidence that bipolar dc networks are advantageous due to higher reliability and increased power transmission capability. In such a network, currents are typically unbalanced and, thus, increase feeder losses. Another challenge in dc active distribution networks is the overall voltage stability due to the presence of distributed energy resources and loads with their power electronics interfaces. This work proposes a power converter and its control principles, which is able to balance the currents in a bipolar dc network and improve its stability. Its operation principles, control oriented modeling and laboratory implementation are presented and verified through experiments.

I. INTRODUCTION

IN A HISTORICAL perspective, ac (alternating current) has been the standard choice for commercial energy systems since the “war of currents” [1] in the late 18 hundreds. However, increased awareness of limited energy generation resources and higher energy consumption standards show that a modernization of the electrical system is needed [2]. This decade sees research efforts on the reevaluation and improvement of the configurations for electric energy distribution systems. In this regard, distributed generation appear as a viable alternative to reduce transmission losses, increase reliability and reduce the need for large power plants. A research roadmap presented in [3] identifies a new energy distribution system as the second higher research priority to the aforementioned targets, stating that the main objectives for such a system are: (i) increased reliability; (ii) more distributed generation, and; (iii) adaptability. Active distribution networks that integrate distributed generation resources to more efficient load and power flow control have emerged as an interesting approach to this issue [4]. Positive experiences in High Voltage Direct Current (HVDC) transmission and the late advances in power electronics have increased the interest in dc (direct current) to be applied in active distribution networks. More specifically, dc or hybrid (dc/ac) microgrids attract great attention in the pursuit of effective solutions for the modern

energy distribution challenges [5]–[12], even though several challenges need to be addressed; i.e.: the system protection is more complex, a market needs to be created, equipment are not yet available, as well as qualified personnel, and regulation.

Fig. 1(a) shows a possible future dc microgrid integrating distributed generation, energy storage to a bipolar dc network fed from an ac medium voltage (MV) grid through a distribution transformer and a bidirectional high efficiency rectifier. This configuration reduces the number of power converters involved in the interfaces between generation and the power lines (inverters) as well as between the lines and the electronic loads (rectifiers) required in an ac network. Another important application of future dc active distribution networks is the energy supply of remote places with consumed power between 10 kVA and 100 kVA [13]. In this case, changes in both, generation or load, are compensated by storage control restoring proper voltage levels. The dc power lines presents higher transmission capacity than an ac one employing similar cables. Furthermore, a system employing a single inverter can save costs and losses.

When compared to an unipolar system, bipolar transmission lines applied in HVDC present clear advantages, namely: higher reliability, due to the possibility of power transfer when a line fails; reduced losses, due to reduced current levels, and; increased energy transmission capacity. This configuration also seems to bring benefits for low voltage (LV) distribution

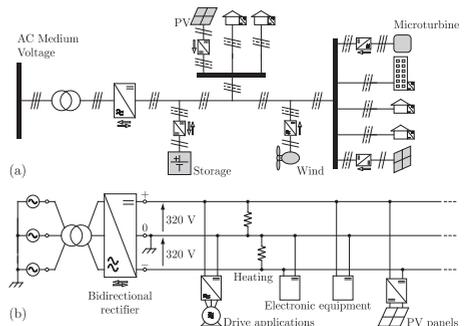


Fig. 1. Two examples of the power circuits of dc active distribution networks: (a) residential dc microgrid, and; (b) bipolar dc active network supplied with ± 320 V.

The authors are with the Power Electronics Institute (INEP), Electrical Engineering Department, Federal University of Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, SC, 88040-970, Brazil (e-mail: jacksonl@inep.ufsc.br; heldwein@inep.ufsc.br).

networks [8], [14], [15] even when compared to a three-phase ac system. However, voltage levels are not standardized as different references present several alternatives. For instance, ± 170 V is proposed in [8], leading to higher losses when compared to higher voltage networks. Besides the voltage levels, electrical safety requirements define grounding as an important part of the distribution system and specify touch and ground potentials that are safe for human usage. In a bipolar network, the grounding of the central conductor seems beneficial, but requires that the dc network is insulated from an ac system. This work considers a bipolar dc distribution network as seen in Fig. 1(b) with ± 320 V being fed by a distribution transformer followed by a bidirectional rectifier that generates the two voltage levels. Such network configuration achieves: (i) high reliability; (ii) low feeder losses; (iii) high power transfer capacity; (iv) low impedance grounding, and; (v) possibility of minimum changes in today's electric equipments fed from 220-240 V ac systems.

Considering that the transformer and the bidirectional rectifier are placed in a substation away from the loads for the system under analysis, an unbalanced load or generation distribution between the positive and the negative lines of the bipolar dc network leads to a current flow in the center conductor (0) and the according losses in this conductor. Thus, unbalanced load/generation increases the feeder losses. Furthermore, unbalanced currents require that the three-phase bidirectional rectifier operates asymmetrically increasing the complexity of the rectifier and the losses in its components.

Besides influencing the voltage profile in a power system [16], a very important challenge in, both, dc or ac microgrids is the stability of the network when operating in island mode [17]–[23]. In ac networks this problem is related to the synchronism of the distributed generation units in addition to the proper control of voltage levels. The issue of the network stability seems simpler in dc microgrids [5], [6], [24]–[27] since only the voltage level needs to be regulated, but does not mean that it is a simple task. Stability problem is very serious also in dc distribution systems due to the interaction between the various active sources, switched power converter-fed loads, passive filter circuits and distributed impedances of the feeders.

The widespread deployment of dc active networks requires that effective solutions are found for all technical problems. In this context, the work at hand analyzes a bipolar dc network from its steady state losses characteristics and dynamic stability behavior and proposes a static converter and its control strategy, which is able to improve the current balance and the stability in possible future dc microgrids. Even though the converter here proposed is to be applied to bipolar dc networks, a similar converter that balances the currents in an ac three-phase ac system has been proposed in [28]. The deployment of active damping techniques has been presented in many papers, such as in [29]–[34]. However, the application of such techniques in the present work relies in novel models, in which the controlled variables of the positive and negative buses are cross-coupled in a singular manner that affects the stability of a dc bipolar network. The operation and the control oriented modeling of the proposed power converter are theoretically and experimentally demonstrated in the following

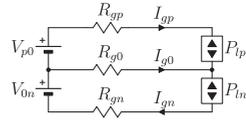


Fig. 2. Simplified circuit schematic for analyzing steady state losses in an unbalanced dc bipolar network.

sections.

II. CURRENT REDISTRIBUTION

This section shows that the balance of the currents in dc distribution networks is desirable and can be achieved through a static converter, which principles are given in the following.

A. Feeder Losses in Unbalanced Dc Bipolar Networks

The simplified circuit shown in Fig. 2 is employed in the feeder loss analysis of a dc bipolar network where the power processed in the upper bus is different than the lower one. It is considered that each bus presents a constant terminal power P_{tp} and P_{tn} and that the supply voltages V_{p0} e V_{0n} are balanced. For a steady state analysis the feeders are modeled as three resistances R_{gp} , R_{gn} and R_{g0} . The total input power is $P_{in} = V_{p0} \cdot I_{gp} + V_{0n} \cdot I_{gn}$ and the power balance of the circuit leads to

$$P_{in} = P_{tp} + P_{tn} + R_{gp} \cdot I_{gp}^2 + R_{gn} \cdot I_{gn}^2 + R_{g0} \cdot I_{g0}^2. \quad (1)$$

Defining the output power as $P_{out} = P_{tp} + P_{tn}$, the input power is given by,

$$P_{in} = R_{gp} \cdot I_{gp}^2 + R_{gn} \cdot I_{gn}^2 + R_{g0} \cdot \Delta I^2 + P_{out}, \quad (2)$$

where $\Delta I = I_{gp} - I_{gn}$. Equation (2) shows that the central conductor will present losses only if the currents I_{gp} and I_{gn} are unbalanced, where $\Delta I \neq 0$. Considering the case where the input voltages are balanced and the conductors are symmetrical, this situation only happens if loads or power generation in the positive or negative buses are unbalanced. Given a total output power P_{out} , the minimum losses point for such a system is when the buses equally share P_{out} .

B. Basis for a DC Current Redistributor

As seen in section II-A, balanced currents in a bipolar system reduce feeder losses. In addition, the balance of the feeder currents reduces the operating requirements for the input rectifier and, in case of remote energy supply, the central conductor can be implemented through the ground. Thus, important benefits are achieved by guaranteeing the current balance between currents. The idea of an electronic device that is able to achieve this goal is proposed in this section. Such a device is here named dc current redistributor in contrast to the ac current redistributor presented in [28]. This device is exemplarily implemented as shown in Fig. 3 with the objective

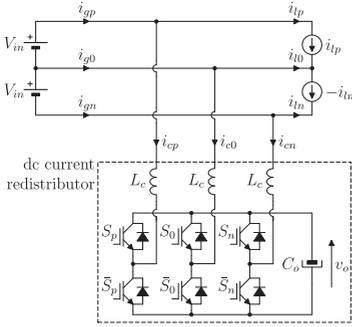


Fig. 3. Simplified active dc distribution network employing a dc current redistributor.

of balancing currents i_{gp} and i_{gn} and, thus, make the neutral grid current i_{g0} null.

Considering balanced grid voltages, to balance the feeders currents implies the balancing of the active powers drained from the rectifier's positive and negative dc buses. Therefore, the dc current redistributor works as a power redistributor. The redistributor consists of a three-wire system. Thus, two of its input currents can be imposed and the third one is a linear combination of them. Considering i_{cp} and i_{cn} as the controllable currents, the neutral grid current i_{g0} is indirectly controlled by meeting,

$$i_{cp} + i_{cn} = -i_{c0} = i_{i0}. \quad (3)$$

Even though (3) is sufficient to achieve current balance, it does not ensure that only the active load power is drained from the grid, i.e., there may be power flowing from the grid to the power converter.

Defining the power drained by the positive leg $p_{cp} = i_{cp}V_{in}$ and the power drained by the negative leg of the $p_{cn} = -i_{cn}V_{in}$, the power flow between the grid and the converter is null only if the power drained by the positive leg is returned to the grid through the negative leg, so that

$$p_{cp} = -p_{cn} = p_d. \quad (4)$$

In order to balance the powers drained from the positive and negative dc buses ($p_{gp} = p_{gn}$), the power transferred from the positive to the negative dc bus (cf. Fig. 4) must be equal to the difference between the power drained by the load connected to the negative dc bus ($p_{ln} = -i_{ln}V_{in}$) and the power drained by the load connected to the positive dc bus ($p_{lp} = i_{lp}V_{in}$). Therefore,

$$p_d = p_{lp} - p_{ln}. \quad (5)$$

Considering equations (3), (4) and (5) it follows that

$$i_{cp} = i_{cn} = \frac{i_{l0}}{2}, \quad (6)$$

which is the control law to properly redistribute the grid currents in order to make the neutral grid current i_{g0} and

the power flow between the grid and the redistributor p_o simultaneously null.

If (4) is not satisfied a power flow p_o from the grid to the converter appears. This power flow is given by

$$p_o = p_{cp} + p_{cn} = V_{in}(i_{cp} - i_{cn}), \quad (7)$$

as also shown in Fig. 5. Considering the dc current redistributor shown in Fig. 3, the power flow p_o must be dynamically controlled in order to regulate the output voltage v_o of the converter, even if it is desirable that this power flow is zero at steady state.

According to equations (3) and (7) current balance is achieved by controlling the sum of the input currents of the converter and null power flow from the grid to the converter is achieved by controlling the difference between these currents. By decomposing currents and voltages into common- and differential-mode components is here employed to simplify the system analysis. The linear transformation \mathbf{T} that accomplishes this decomposition is given by,

$$\begin{bmatrix} x_{cm} \\ x_{dm} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}}_{=\mathbf{T}} \cdot \begin{bmatrix} x_p \\ x_n \end{bmatrix}, \quad (8)$$

where x is a voltage, current or impedance; cm and dm denote common- and differential mode, respectively, and; p and n respectively refer to the positive or negative bus. Applying this transformation, power flow p_d is proportional to the common-mode current of the redistributor input currents and the power

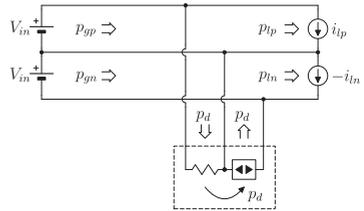


Fig. 4. Power flow diagram from the positive to the negative dc buses and through the dc current redistributor.

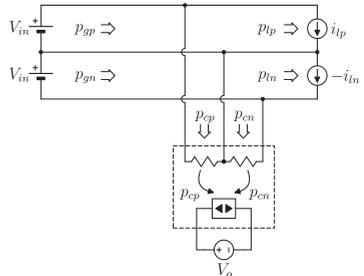


Fig. 5. Power flow diagram from the dc buses to the converter.

flow between the grid and the converter p_o is proportional to the differential-mode current. Thus,

$$\begin{cases} p_o = 2V_{in}i_{cdm} \\ p_d = V_{in}i_{csm} \end{cases} \quad (9)$$

It is important to note that balanced currents in a bipolar system reduces feeder losses. However, the current redistributor itself introduces losses to the system due to its operation. Thus, the reduction of the global losses depends on the configuration of the distribution system (mainly on the feeder length) and the conversion losses in the current redistributor.

III. CONTROL ORIENTED MODELING AND ACTIVE DAMPING

The bipolar dc distribution network modeled in Fig. 6 is fed from the three-phase ac grid by an active rectifier that is responsible for power factor correction to the ac grid and the balance and stabilization of the voltages of the dc buses.

The control dynamics of the ac-side currents are typically much faster than the output dc voltage control. Therefore, only the output voltages controllers are taken into account. Considering that there are two output dc voltage control loops, one for the average output voltage and a second one for the balance of the positive and negative dc buses, and that these loops incorporate PI controllers,

$$C_{sxm} = k_{pxm} + \frac{k_{ixm}}{s}, \quad (10)$$

where C_{sxm} (with $x = c, d$ for common- and differential-mode) are the transfer functions of the controllers and k_{pxm} and k_{ixm} are the proportional and integral gains, respectively.

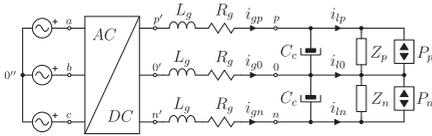


Fig. 6. Analyzed circuit employing an active dc distribution network interface to the three-phase ac grid through a bidirectional converter.

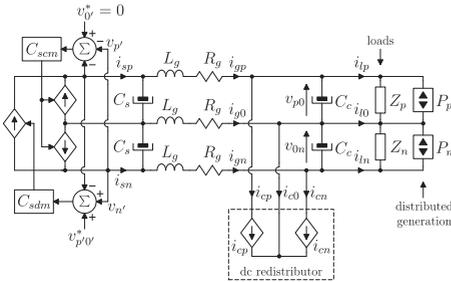


Fig. 7. Simplified model for the control oriented analysis of the dc distribution network.

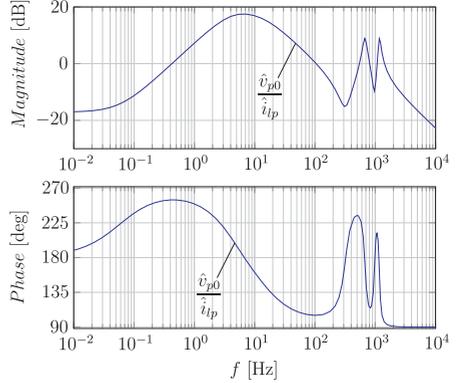


Fig. 8. Positive bus output impedance considering the parameters given in Table I for the circuit shown in Fig. 7.

The gains are chosen to achieve zero steady state dc error and a given control bandwidth of 12 Hz with a high damping factor. This bandwidth is chosen based on the dynamic behavior of the power supplies used in the test setup to emulate the input rectifier. It follows that the circuit can be modeled with the circuit depicted in Fig. 7. The feeders are modeled through lumped parameters L_g and R_g due to the predominance of the inductive and resistive impedances in the analyzed frequency range. Capacitors C_s are the output rectifier capacitors and C_c represent the capacitance at the load connection point. The model is complex due to the coupling between the positive and negative buses through the neutral conductor impedance. The control and stability problem can be simplified by neglecting the loads impedances Z_p and Z_n as well as the distributed generation units P_p and P_n since the criteria specified in [35]–[37] can be employed in a second step in order to evaluate the overall system stability by analyzing the input impedance of the load circuit with the output impedance of the source plus redistributor circuit. This is done in the following analysis. However, even with this simplification the resulting mathematical model is an 8th order system. The output impedance for one of the dc buses for this 8th order system, obtained through circuit analysis applied to the circuit of Fig. 7, is given in Fig. 8 for the parameters specified in Table I, which represent a laboratory implemented network supplied with long cables. The frequency band from 0 Hz up to 200 Hz strongly depends on the rectifier output capacitors and on the rectifier output dc voltage control loop. Two poorly damped resonances are also observed in the impedance plot of Fig. 8. These are due to the low series resistance of the supply cables and might result in oscillations for the dc voltages in the event of load switching, constant power-type loads and/or step in injected power. There is not much information regarding typical resonance frequencies in dc distribution system with this voltage levels, but it is reasonable to think that as the grid rated power increases, resonance frequencies typically

decrease, since the buses capacitances typically present a linear increase with respect to the grid rated power [5]. Depending on load and distributed generation characteristics, the practical effects of these resonances are the poor quality of the dc voltages and the reduction of stability margins to the overall system. Such resonances can be dampened through the insertion of resistances to the network, which improve stability margins but increase system losses. Another approach to this challenge is to employ the dc current redistributor to emulate, in a certain frequency range, network impedances that are able to damp the aforementioned resonances. Models that implement virtual resistances in parallel or in series to the capacitors are typically employed [29]–[34] and named active damping. Virtual resistances typically require a proportional-type controller, but other types of control functions can be applied in order to optimally dampen the observed circuit resonances.

TABLE I
NETWORK PARAMETERS.

Parameter	Value
C_s	1.2 mF
C_c	220 μ F
L_g	100 μ H
R_g	70 μ Ω
k_{pcm}	90.5 mS
k_{icm}	3.415 S/s
k_{pdm}	4.525 mS
k_{idm}	832.8 mS/s
$V_{p'n'}$	640 V (± 320 V)
P_{max}	9.6 kW (4.8 kW + 4.8 kW)

In order to simplify the system under analysis, transformation (8) is applied to the model of Fig. 7. This results in the decoupling of the system into two simpler 4th order models. These are shown in Fig. 9 as common- and differential-mode equivalent circuits.

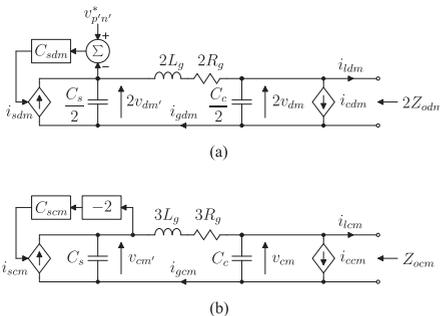


Fig. 9. Decoupled models for the (a) common-mode, and (b) differential-mode circuits derived from Fig. 7.

The common- and differential-mode equivalent circuits presented in Fig. 9(a) and Fig. 9(b) are modeled in state space form in (11), (12) and (13), from where the output impedances

for the common- and differential-mode models are shown in Fig. 10 for the parameters given in Table I.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx} + \mathbf{Du} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dm} &= [v_{dm} \ v_{dm}' \ i_{sdm} \ i_{gdm}]' \\ \mathbf{u}_{dm} &= [\hat{i}_{ldm} \ v_{dm}^* \ i_{cdm}]' \\ \mathbf{A}_{dm} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1/C_c \\ 0 & 0 & 1/C_s & -1/C_s \\ 0 & -2k_{idm} & -2k_{pdm}/C_s & 2k_{pdm}/C_s \\ -1/L_g & 1/L_g & 0 & -R_g/L_g \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_{dm} &= \begin{bmatrix} -1/C_c & 0 & -1/C_c \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2k_{idm} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_{dm} &= [\mathbf{I}]_{4 \times 4} \\ \mathbf{D}_{dm} &= [\mathbf{0}]_{4 \times 3} \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{cm} &= [v_{cm} \ v_{cm}' \ i_{scm} \ i_{gcm}]' \\ \mathbf{u}_{cm} &= [\hat{i}_{ldm} \ v_{cm}^* \ i_{ccm}]' \\ \mathbf{A}_{cm} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1/C_c \\ 0 & 0 & 1/C_s & -1/C_s \\ 0 & -2k_{icm} & -2k_{pcm}/C_s & 2k_{pcm}/C_s \\ -1/(3L_g) & 1/(3L_g) & 0 & -R_g/L_g \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_{cm} &= \begin{bmatrix} -1/C_c & 0 & -1/C_c \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2k_{idm} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_{cm} &= [\mathbf{I}]_{4 \times 4} \\ \mathbf{D}_{cm} &= [\mathbf{0}]_{4 \times 3} \end{aligned} \quad (13)$$

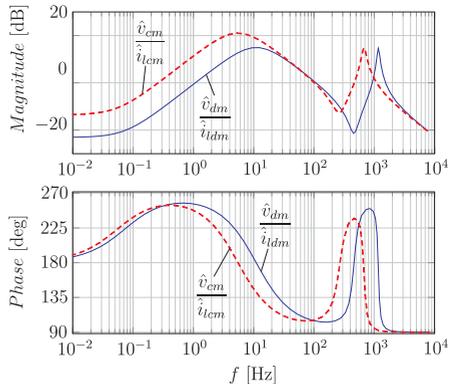


Fig. 10. Decoupled common- and differential-mode output impedances considering the parameters given in Table I for the circuit shown in Fig. 9.

The decoupled models allow to state the active damping

problem as a straightforward feedback control problem as presented in the block diagram of Fig. 11, where controller C_{dzm} is employed for implementing the active damping feature into the dc current redistributor, with $x = c, d$ (common- or differential-mode). Root locus can be employed through this approach in order to analyze the stability and design an active damping controller that takes the resonant poles to regions of higher damping in the s plane.

The plant in Fig. 11 is modeled with Z_{ozm} . In addition, two filters are included, namely a high-pass and a low-pass one. The low-pass filter models the bandwidth limitation of the redistributor's input currents control loops. For the case at hand, a second order filter with a cutoff frequency $\omega_c = 2.6$ kHz and a damping factor $\xi = 0.8$ are considered. The function of the high-pass filter is to decouple the current balancing and output voltage control loops from the active damping one. The high-pass filter is explicitly implemented and presents a cutoff frequency $\omega_c = 250$ Hz with a damping factor $\xi = 0.8$.

Root locus for the differential-mode equivalent network specified within Table I employing a proportional-type active damping controller is plotted in Fig. 12. The references for the high frequency voltages components in Fig. 11 is null, however, the proportional controller used for active damping does not provide null dynamic error at these frequencies and, consequently, the grid impedance is attenuated but does not become null. The equivalent damping factor of the dominating complex conjugated poles is improved from $\xi = 0.05$, in the original circuit, to $\xi = 0.28$ with the active damping controller with the chosen gain $k_{pdm} = 0.98$ S.

Damping improvement at the output impedances can be evaluated with Fig. 13 and Fig. 14, showing the output common- and differential-mode output impedances for the original circuit and for the system employing the proposed active damping strategy, where the later impedances clearly present lower high frequency resonance peaks. The active damping function added by the current redistributor does not guarantee stability for all load/source conditions. It acts as an additional damping to the plant. The overall system stability relies on all system parameters, such as the input rectifier and the load dynamic behavior.

IV. POWER STAGE AND CONTROL STRATEGY IMPLEMENTATION

In this work, the dc current redistributor employs a power stage as seen in Fig. 3. The power stage comprises a three legs voltage source PWM converter with an output dc-link capacitor C_o and three input inductors L_c , which provide low ripple input currents to the converter. EMC input filters

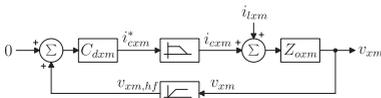


Fig. 11. Active damping feedback control strategy for $x = c, d$ (common- or differential-mode).

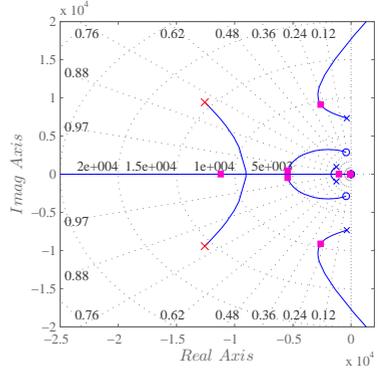


Fig. 12. Root locus for the system employing the active damping strategy and the parameters given in Table I.

would be required in practical applications. The dc current redistributor can be implemented with any other converter topologies that are able to impose the input currents, including three legs multilevel converters. A laboratory prototype of the dc current redistributor according to Fig. 3 has been built with the components specified in II.

Six control loops are implemented (cf. Fig. 15) to perform the dc bus current balancing and the active damping features. Four outer control loops are responsible for the generation of the references for the PWM converter common- and differential-mode currents i_{cem}^* and i_{cdm}^* . These references are employed in the inner average current control strategy responsible for creating the PWM signals for the power converter switches.

Active damping control strategy is based on the transforma-

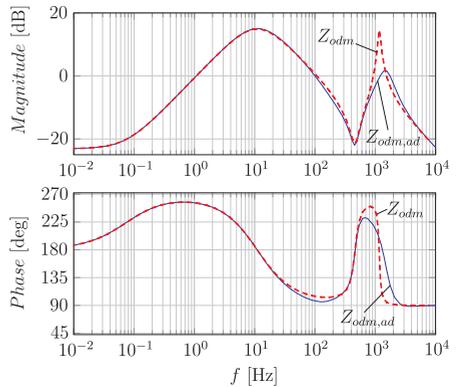


Fig. 13. Differential-mode output impedance for the network employing or not the active damping strategy.

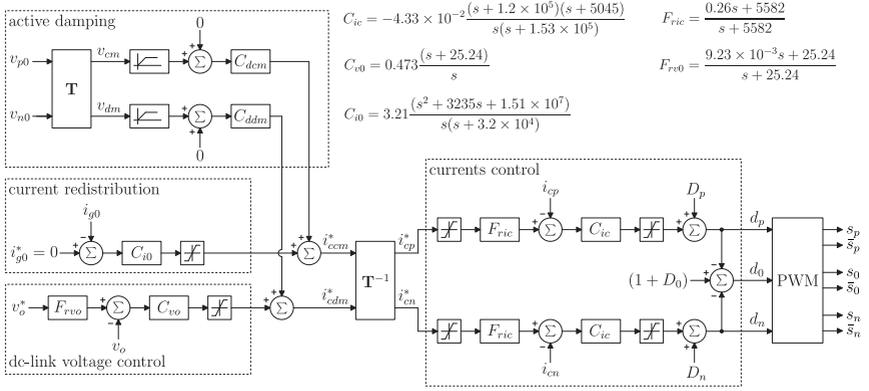


Fig. 15. Control strategy implementation.

TABLE II
DC CURRENT REDISTRIBUTOR PARAMETERS.

Parameter	Value
C_o	1.65 mF
L_c	2 mH
f_s	20 kHz
V_{in}	320 V
V_o	900 V
$P_{d,max}$	4.8 kW

tion (\mathbf{T}) of the measured dc bus voltages v_{p0} and v_{n0} into its common- and differential-mode components. This is followed by high-pass filters HP_{cm} and HP_{dm} , and the active damping controllers C_{dem} and C_{ddm} , which provide the active damping signals for the current references.

The current balancing strategy is applied by measuring the current at the rectifier-side neutral conductor i_{g0} since the effective current balancing results in $i_{g0} = 0$. Thus, it leads to very low losses at the employed current sensor. A PID controller C_{i0} is responsible for guaranteeing zero neutral current at steady state. In this regard, it is important to know that the load-side dynamics is much slower than the dynamics of the employed PWM converter. The current redistribution control signal is summed to the common-mode active damping signal to create the common-mode current reference.

The PWM converter dc-link control is achieved through the compensation, by a PI controller C_{v0} , of the error between the voltage reference v_o^* and the measured dc-link voltage v_o . The sum of the resulting control signal with the differential-mode active damping control signal leads to the differential-mode current reference signal.

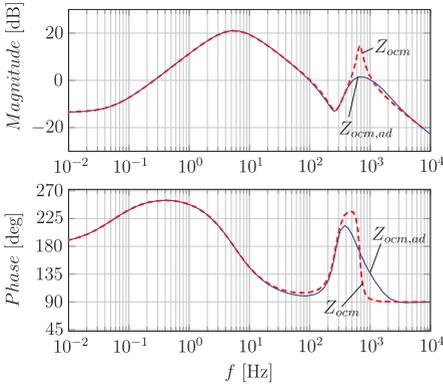


Fig. 14. Common-mode output impedance for the network employing or not the active damping strategy.

Applying this control strategy results decouples between the dc-link control from the current balancing control, since the voltage control is required to act in the differential-mode current, whereas the current redistribution affects only the common-mode current. The bandwidth of the dc-link voltage control is set to 10 Hz, while the dc-link voltage control loop bandwidth is placed at 200 Hz. The frequency range between 250 – 2500 Hz is used for active damping. This frequency range is achieved through a large current control bandwidth and a high-pass filter as explained in Section III.

Back-transforming (\mathbf{T}^{-1}) the common- and differential-mode current references yields the actual references for the input dc redistributor currents i_{cp}^* and i_{cn}^* . These signals are compared to the measured currents i_{cp} and i_{cn} , and regulated through identical PID controllers C_{ic} that allows to achieve the large current control bandwidth. The resulting control signals are decoupled through the strategy shown in Fig. 15, where the modulating signal d_0 is applied to the center leg of the PWM converter.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

A dc current redistributor prototype was built based on the specifications given in section IV. The proposed active damping strategy was also implemented. Experimental tests were carried out to verify the dc current redistributor operation. The dc bipolar network was generated with two adjustable dc supplies. Three solenoid air coils presenting a total inductance of $100 \mu\text{H}$ and a total resistance of $70 \text{ m}\Omega$ implement the three feeders. The experimental tests apply $\pm 10 \text{ A}$ load-side current steps to one of the dc buses to verify relevant current and voltage waveforms across the feeders and the power converter. The test setup is shown in Fig. 16.

Fig. 17 illustrates the operation of the dc current redistributor when the active damping control loops are not functional, where Fig. 17(a) shows the neutral grid-side and the neutral load-side currents during $\pm 10 \text{ A}$ steps at the positive dc bus. After a short poorly damped oscillatory transient of approximately 5 ms the dc current redistributor is able to balance the current in the dc buses. Fig. 17(b) displays the voltage oscillations in both dc buses caused by the loads steps. The buses voltages continue to fall even after the complete acquisition time because the input rectifier presents long response time to load-side disturbances. Fig. 17(c) presents the redistributor dc-link voltage regulated by the dc-link control loop at the same current step events. During asymmetrical current steps, the dc-link voltage does not present relevant oscillations due to the implemented control that effectively decouples the control functions.

Operation of the dc current redistributor with the active damping control loops is demonstrated in Fig. 18 under approximately the same conditions of Fig. 17. Fig. 18(a) shows that the settling time is now reduced to less than 3 ms with the current peak reduce to approximately 80% and no relevant oscillatory behavior is observed. Even though the response time is not greatly reduced, this reduction appears as a desirable side-effect of the active damping. Accordingly, improved transitory waveforms also occur at the bipolar dc bus voltages (cf. Fig. 18(b)). Once again the dc current redistributor dc-link voltage remains steady during the current steps. Comparing the dynamic responses without (cf. Fig. 17) and with (cf. Fig. 18) the active damping control loops, this control feature substantially improves overall system damping, while the current redistribution loops continue to achieve fast current balancing.

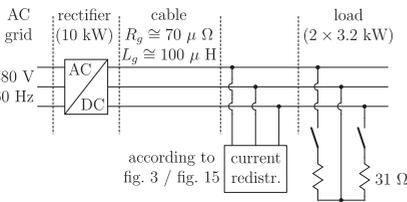


Fig. 16. Test setup.

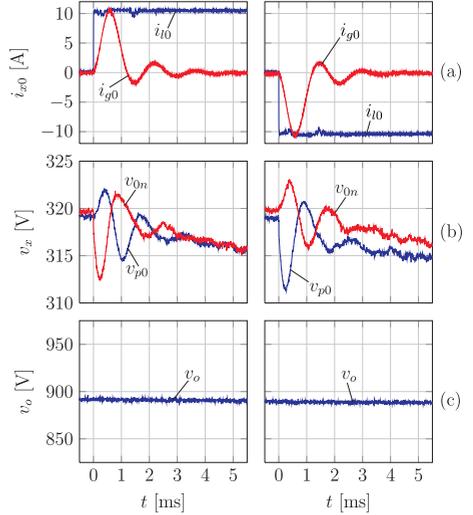


Fig. 17. Experimental results without the active damping control loops for $\pm 10 \text{ A}$ load-side current steps. Shown are: (a) the grid-side i_{g0} and the load-side i_{l0} currents; (b) the bipolar dc bus positive v_{p0} and negative v_{n0} voltages, and; (c) the dc redistributor dc-link voltage v_o .

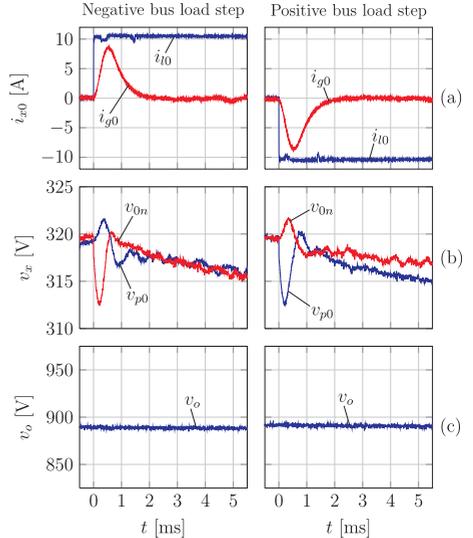


Fig. 18. Experimental results with the active damping control loops $\pm 10 \text{ A}$ load-side current steps. Shown are: (a) the grid-side i_{g0} and the load-side i_{l0} currents; (b) the bipolar dc bus positive v_{p0} and negative v_{n0} voltages, and; (c) the dc redistributor dc-link voltage v_o .

VI. CONCLUSIONS

This work has presented a possible configuration of a modern dc active distribution network, the influence of the current balancing in the network on system losses and some aspects of its stability. In addition, the use of a power electronics converter, here named dc current redistributor, capable of positively impact these challenges has been proposed.

A simplified control oriented model of the network has been performed showing that stability relies not only on the loads and distributed generation resources, but also on the rectifier control and feeder parameters. A control strategy based on active damping has been introduced along with a decoupling control scheme based on the common- and differential-mode decomposition. The implementation of this control strategy improves overall system stability, while guaranteeing steady state current balance as verified with the theoretical analysis and on experimental results. Furthermore, the modes decomposition has proven effective as the converter dc-link voltage is not influenced by disturbances caused by asymmetrical current steps.

Future dc distribution looks promising, although, it requires that several challenges are solved prior to its widespread use. This work presents an effort to address some of these challenges as the proposed system seems suitable to applications where the network is placed away from the rectifier, as in the case of remote energy supply.

REFERENCES

- [1] T. McNichol, *AC/DC: The Savage Tale of the First Standards War*. San Francisco, EUA: Jossey-Bass, 2006.
- [2] J. Domijan, A. A. Montenegro, A. J. F. Keri, and K. E. Mattern, "Simulation study of the world's first distributed premium power quality park," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 2, pp. 1483–1492, 2005.
- [3] E. Pekkola, "Road map 2015 – electricity networks, electricity use and electricity markets — result report," Merinova Technology Center, Tech. Rep., 2007.
- [4] N. Hatziaargyriou, "Microgrids – large scale integration of micro-generation to low voltage grids," in *Micro 2000*, 2000, p. http://www.microgrids.eu/micro2000/.
- [5] P. Karlsson, "Dc distributed power systems – analysis, design and control for a renewable energy system," Doctoral Dissertation in Industrial Electrical Engineering, Lund University, 2002.
- [6] D. Salomonsson, "Modeling, control and protection of low-voltage dc microgrids," Doctoral Thesis Royal Institute of Technol, Royal Institute of Technology, 2008.
- [7] H. Kakigano, Y. Miura, T. Ise, and R. Uchida, "A dc micro-grid for superhigh-quality electric power distribution," *Electrical Engineering in Japan*, vol. 164, no. 1, pp. 34–42, 2008.
- [8] H. Kakigano, Y. Miura, T. Ise, T. Momose, and H. Hayakawa, "Fundamental characteristics of dc microgrid for residential houses with cogeneration system in each house," in *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, 2008, pp. 1–8.
- [9] M. Starke, L. Fangxing, L. M. Tolbert, and B. Ozpineci, "Ac vs. dc distribution: Maximum transfer capability," in *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, 2008 IEEE, 2008, pp. 1–6.
- [10] K. Engelen, E. L. Shun, P. Vermeyen, I. Pardon, R. d'Hulst, J. Driesen, and R. Belmans, "Small-scale residential dc distribution systems," in *IEEE Benelux Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering*, 2006.
- [11] M. Ton, B. Fortenberry, and W. Tschudi, "Energy efficiency - the role of power electronics," Lawrence Berkeley National Laboratory, Tech. Rep., 2008.
- [12] M. Friedeman, E. Boelman, A. v. Timmeren, and J. Schoonman, "Concept for a dc low voltage grid," in *Sustainable Building 2002 Conference*, 2002, pp. 1–6.
- [13] Y. Ito, Y. Zhongqing, and H. Akagi, "Dc microgrid based distribution power generation system," in *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, vol. 3, 2004, pp. 1740–1745.
- [14] P. Salonen, T. Kaipia, P. Nuutinen, P. Peltoniemi, and J. Partanen, "An lvc distribution system concept," in *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORPIE)*, 2008.
- [15] M. R. Starke, L. M. Tolbert, and B. Ozpineci, "Ac vs. dc distribution: A loss comparison," in *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, 2008, pp. 1–7.
- [16] K. Rudion, A. Orths, Z. A. Styczynski, and K. Strunz, "Design of benchmark of medium voltage distribution network for investigation of dg integration," in *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2006, p. 6.
- [17] M. N. Marwali and A. Keyhani, "Control of distributed generation systems-part i: Voltages and currents control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 6, pp. 1541–1550, 2004.
- [18] M. N. Marwali, J. Jin-Woo, and A. Keyhani, "Control of distributed generation systems - part ii: Load sharing control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 6, pp. 1551–1561, 2004.
- [19] Y. Sozer and D. A. Torrey, "Modeling and control of utility interactive inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 11, pp. 2475–2483, 2009.
- [20] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, P. Rodriguez, and F. Blaabjerg, "Evaluation of current controllers for distributed power generation systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 3, pp. 654–664, 2009.
- [21] C. Chien-Liang, W. Yubin, L. Jih-Sheng, L. Yuang-Shung, and D. Martin, "Design of parallel inverters for smooth mode transfer microgrid applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 1, pp. 6–15, 2010.
- [22] E. Barklund, N. Pogaku, M. Prodanovic, C. Hernandez-Aramburo, and T. Green, "Energy management in autonomous microgrid using stability-constrained droop control of inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2346–2352, sep. 2008.
- [23] S. V. Iyer, M. N. Belur, and M. C. Chandorkar, "A generalized computational method to determine stability of a multi-inverter microgrid," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 9, pp. 2420–2432, sep. 2010.
- [24] J. Schonberger, R. Duke, and S. D. Round, "Dc-bus signaling: A distributed control strategy for a hybrid renewable nanogrid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1453–1460, 2006.
- [25] J. Oyarzabal, J. Jimeno, J. Ruela, A. Engler, and C. Hardt, "Agent based micro grid management system," in *International Conference on Future Power Systems*, 2005, p. 6.
- [26] Z. Jiang, "Agent-based control framework for distributed energy resources microgrids," in *International Conference on Intelligent Agent Technology*, 2006, pp. 646–652.
- [27] P. Liutanakul, A.-B. Awan, S. Pierfederici, B. Nahid-Mobarakkeh, and F. Meibody-Tabar, "Linear stabilization of a dc bus supplying a constant power load: A general design approach," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 2, pp. 475–488, feb. 2010.
- [28] A. S. de Moraes and I. Barbi, "Power redistributor applied to distribution transformers," in *IEEE Annual Conference on Industrial Electronics (IECON)*, 2006, pp. 1787–1791.
- [29] M. C. Chandorkar, D. M. Divan, and R. Adapa, "Control of parallel connected inverters in standalone ac supply systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 1, pp. 136–143, 1993.
- [30] Y. Sato and T. Kataoka, "A current-type pwm rectifier with active damping function," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 3, pp. Medium: X; Size: pp. 533–541, 1996, (Japan) [Tokyo Inst. of Technology]. Dept. of Electrical and Electronic Engineering].
- [31] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 263–272, 2006.
- [32] L. A. Serpa, S. D. Round, and J. W. Kolar, "A virtual-flux decoupling hysteresis current controller for mains connected inverter systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp. 1766–1777, 2007.
- [33] Y. Mohamed and E. F. El-Saadany, "Adaptive decentralized droop controller to preserve power sharing stability of parallelled inverters in distributed generation microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 2806–2816, 2008.
- [34] T. Nussbaumer, G. Gong, M. L. Heldwein, and J. W. Kolar, "Modeling and robust control of a three-phase buck-boost pwm rectifier (vrx-4)," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 2, pp. 650–662, 2008.

- [35] R. D. Middlebrook, "Input filter considerations in design and application of switching regulators," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Chicago (IL), USA, 1976, pp. 366–382.
- [36] —, "Design techniques for preventing input-filter oscillations in switched-mode regulators," in *Fifth National Solid State Power Con-*
- version Conference*, San Francisco (CA), USA, 1978, pp. 153–168.
- [37] R. W. Erickson, "Optimal single resistors damping of input filters," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, 1999, pp. 1073–1079.

**Dissertação submetida ao programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica para a obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Sc.

Florianópolis, 2011