



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO - CTC
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Francisco José Viglus

**EMULADORES ATIVOS DE UMBILICAIS SUBMARINOS DE
TRANSMISSÃO E DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA**

Florianópolis

2020

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

Francisco José Viglus

**EMULADORES ATIVOS DE UMBILICAIS SUBMARINOS DE
TRANSMISSÃO E DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

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

Florianópolis

2020

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

José Viglus, Francisco
Emuladores Ativos de Umbilicais Submarinos de
Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica / Francisco
José Viglus ; orientador, Marcelo Lobo Heldwein, 2020.
168 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2020.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Sistemas de Acionamento
Submarinos. 3. Conversores Multiníveis. 4. Umbilicais
Submarinos. 5. Emuladores de Umbilicais Submarinos. I.
Lobo Heldwein, Marcelo. II. Universidade Federal de Santa
Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
III. Título.

Francisco José Viglus

**EMULADORES ATIVOS DE UMBILICAIS SUBMARINOS DE
TRANSMISSÃO E DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA**

O presente trabalho em nível de doutorado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. André Luís Kirsten, Dr.

Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC

Prof. José Antenor Pomilio, Dr.

Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP

Prof. Thiago Batista Soeiro, Dr. Sc. ETH

Technical University Delft, Holanda

Certificamos que esta é a versão **original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Sc. ETH

Orientador

Florianópolis, 2020.

Agradecimentos

À Deus pela vida, pelos desafios, pela fé e a esperança.

À minha família pelo apoio e incentivo, que mesmo de longe, sempre estiveram presentes. Em especial à minha mãe Julia, meu pai Francisco e minhas irmãs Marina e Juliana.

Ao meu orientador Prof. Marcelo Lobo Heldwein, pela excelente orientação, transmissão de conhecimento, paciência, dedicação e confiança. Seu entusiasmo com a eletrônica de potência é admirável.

Aos membros da banca examinadora de qualificação e defesa desta tese, Prof. André Kirsten, Prof. Domingos Simonetti, Prof. José Antenor Pomilio, Prof. Márcio Silveira Ortmann, Prof. Marcelo Mezaroba e Prof. Thiago Soeiro. Agradeço a atenção, o tempo dedicado, além das diversas sugestões e comentários.

Aos demais professores do INEP, Prof. Denizar Cruz Martins, Prof. José Arnaldo Perin, Prof. Gierry Waltrich, Prof. Roberto Francisco Coelho, Prof. Samir Ahmed Mussa e Prof. Telles Brunelli Lazzarin, pelos conhecimentos transmitidos ao longo destes anos de convivência. Expresso meu agradecimento também ao Prof. Carlos Henrique Illa Font pelo incentivo e pela amizade desde os tempos da graduação na UTFPR.

Aos amigos Paulo Junior, Roberto Buerger pela amizade e demais motivos. Em especial ao amigo Gean Jacques Maia de Souza pela amizade, por inúmeras discussões construtivas, por compartilhar seus conhecimentos e ser um profissional exemplar.

Aos companheiros de sala, Lenon Schmitz, Luís Juarez, Lucas Cúnico, Marcos Salvador, Thiago Pereira pela amizade, convivência e conhecimentos compartilhados.

Aos demais amigos e colegas do INEP, Anderson, Bruno, Delvanei, Eduardo, Esio, Evander, Gustavo, Gruner, Gili, Jacson, Lange, Marcelo, Marcos, Rony, Tiago, Walbermark, e tantos outros, pelos mais diversos motivos.

Aos funcionários do INEP, aos técnicos Antônio Pacheco e Luiz Coelho, e ao secretário Diogo Duarte por propiciarem as condições para a realização deste trabalho.

À UFSC e ao CNPQ, pela oportunidade e auxílio financeiro.

Resumo

O desenvolvimento de sistemas de transmissão de energia e acionamentos elétricos em ambiente marinho tem apresentado desafios para a indústria. Instalações remotas e longas conexões utilizando cabos submarinos de potência, também conhecidos como umbilicais submarinos, impõem significativas quedas de tensão entre os dispositivos e, devido à ressonâncias que ocorrem naturalmente nestas aplicações, torna-se muito importante prever o efeito do conteúdo harmônico gerado por conversores no sistema e a influência dos umbilicais em sistemas de medição, controle e proteção. Neste contexto, com o objetivo de testar previamente futuros dispositivos de conversão e sistemas de acionamento voltados para instalações em alto mar, de forma prática e eficiente, este trabalho apresenta o estudo acerca do desenvolvimento de emuladores ativos de cabos de potência. O emulador é composto por modelos de parâmetros concentrados que representam o cabo. Um sistema de conversores estáticos é utilizado para simular as resistências do modelo, possibilitando regenerar a notável quantidade de energia dissipada nestes elementos. Além disso, são exploradas possibilidades de simular resistências que variam com o aumento da frequência e considerar os efeitos pelicular e de proximidade, aumentando a fidelidade do emulador. Neste sentido, são tratados os diversos desafios na concepção deste equipamento, onde são propostas novas estruturas de conversores multiníveis de alta eficiência e suas respectivas estratégias de controle, destinadas a implementação deste equipamento. A implementação de emuladores de cabos em alta potência e média tensão através de técnicas conhecidas e que utilizam conversores que processam 100% da potência processada levaria naturalmente ao uso de conversores de alta potência, tipicamente com alto custo e de grandes dimensões. Em contraponto, esta tese propõe que os conversores sejam apenas responsáveis por emular a parte resistiva dos modelos equivalentes de cabos. Desta forma se reduz em muito a potência e a tensão nominal dos conversores e, com isto, ganha-se em custo, volume e largura de banda em frequência na qual os conversores são capazes de efetivamente emular um sistema real.

Palavras-chave: Umbilicais submarinos; Emulador de umbilicais submarinos; Conversores multiníveis; Sistemas de acionamento submarinos.

Abstract

The designs of high performance ocean-based power systems and subsea variable speed drives are becoming increasingly complex. Remote plants and connections with long cables, also known as submarine umbilicals, generate significant voltage drop and due to resonances which naturally occur in such applications, it is important to forecast the effects of the harmonics content generated by power converters on the system. The impacts of power umbilicals in sensing, control and protection also need to be accessed. In this context, in order to previously test the performance of future electric components and drive systems of offshore plants, including the cable effects, in a flexible and cost effective manner, this work presents a study concerning the design of active umbilical emulators. Power converters are employed to simulate the resistive part of a lumped-parameters model, which is able to emulate the cable dynamics. Then, the notable quantity of energy generated by virtual resistances is injected back to the grid through a regenerative process. Furthermore, this work suggests solutions in order to take into account the skin and proximity effects in the emulated resistances, improving the performance of the proposed emulator. The scope of research includes many challenges and current topics of power electronics, where new high efficient multilevel power converters are proposed to work within the emulator structure. The implementation of cable emulators in high power and medium voltage applications using known techniques and which use converters that process 100% of the power would naturally lead to high power converters. These are typically of high cost and large dimensions. In contrast, this work proposes that the converters are only responsible for emulating the resistive portion of equivalent cable models. In this way, the power and the nominal voltage of the converters are greatly reduced and, thus, gains occur in cost, volume and frequency bandwidth in which the converters are able to effectively emulate a real system.

Keywords: Submarine umbilical; Submarine umbilical emulator; Multilevel converters; Subsea motor drive.

Lista de Figuras

1.1	Emulador de Umbilicais Submarinos construído pelas empresas Statoil - ABB em Kårstø - Noruega. Simula 47 km de cabo, possui 10 seções de linha (π -equivalente), opera com 52 kV e 300A, trifásico.	25
2.1	Exemplos de umbilicais submarinos.	29
2.2	Principais elementos de umbilicais submarinos comumente encontrados em aplicações <i>offshore</i> . Em (a) estrutura unipolar (b) estrutura tripolar.	30
2.3	Resposta em frequência da resistência e da indutância interna do cabo com os seguintes parâmetros: $R_{cb} = 0,196 \Omega, C_{cb} = 0,438 \mu F, L = 356 \mu H$	32
2.4	Detalhes sobre a estrutura de um umbilical de potência. Em (a) são ilustrados os caminhos (<i>loops</i>) formados entre camadas condutoras, pelos quais são extraídas as impedâncias em um cabo unipolar. Em (b) é ilustrado os capacitores que se formam entre camadas condutoras isoladas entre si.	33
2.5	Detalhes sobre a propagação de sinais em linhas de transmissão. Em (a) uma linha ideal, sem perdas, enfatizando ondas de tensão e corrente que se propagam em ambas as direções e (b) uma seção de linha representada por um modelo com parâmetros concentrados.	33
2.6	Resposta em frequência da impedância de entrada de uma linha de transmissão ideal para diferentes terminações de carga. Em (a) com terminação em aberto ($Z_C = \infty$) e curto-circuito ($Z_C = 0$), com: $R_{cb} = 0,196 \Omega, C_{cb} = 0,438 \mu F, L = 356 \mu H$. Em (b) diferentes condições de carga, fazendo $R=0$ para destacar a relação de impedâncias existentes.	35
2.7	Modelos de linhas de Transmissão com parâmetros concentrados. Em (a) Modelo T equivalente e (b) Modelo π equivalente.	37
2.8	Resposta em frequência da impedância de um umbilical de 20 km. Em (a) com a saída em curto-circuito utilizando como referência o modelo de parâmetros distribuídos e coeficientes constantes em comparação com modelos concentrados de quatro e seis seções T . Em (b) com diferentes condições de carga. Parâmetros: $R_{cb} = 0,196 \Omega, C_{cb} = 0,438 \mu F, L = 356 \mu H$	37
2.9	Resposta em frequência do sistema de acionamento Statoil - ABB. Além do cabo são considerados os transformadores que fazem parte do processo de conversão e acionamento. O comparativo entre modelos de linha de transmissão mostra o comportamento em frequência do emulador passivo de linhas de transmissão, inserido ao sistema.	38
2.10	Exemplos de redes utilizadas para correção do desvio ocasionado pelo efeito pelicular. Em (a) utilizando redes RL. Em (b) utilizando um indutor acoplado.	39
2.11	Aproximação da impedância interna de um cabo usando <i>vector fitting</i> . Foram utilizados oito polos para fazer a aproximação.	40
2.12	Conceito de emulador ativo utilizando um sistema BTB.	41

2.13	Conceito do emulador híbrido proposto e o diagrama de perdas em uma seção T equivalente.	41
2.14	Estrutura de potência básica do emulador regenerativo proposto com detalhes do fluxo de potência.	42
2.15	Possibilidades de implementação dos conversores CC-CC. Em (a) utilizando conversores tradicionais com apenas duas portas, e em (b) utilizando conversores cc-cc multiportas, possibilitando maior compactação, porém com aumento na complexidade de projeto do conversor.	43
2.16	Possibilidades construtivas para os estágios de conversão do emulador. Em (a) versão modular independente por fase. Em (b) modular com fluxo de potência unificado no barramento do inversor.	45
3.1	Estrutura de potência de retificadores monofásicos multiníveis. Em (a) topologia de retificador Tipo-T com conexão diferencial. Em (b) topologia com transformador de interfase e (c) topologia Tipo-T interleaving com transformador de interfase.	50
3.2	Principais características do retificador bidirecional Tipo-T com conexão diferencial. Em (a) a estrutura do conversor e (b) suas principais formas de ondas.	51
3.3	Principais características do retificador bidirecional Tipo-T <i>interleaving</i> . Em (a) a estrutura do conversor e (b) as formas de onda sintetizadas incluindo detalhes da estratégia de modulação.	52
3.4	Diagrama esquemático da implementação do modulador. Note que o modulador é composto por quatro portadoras defasadas de 90° entre si e o sinal de controle é dividido em quatro parcelas para cada semiciclo devido à estratégia de equilíbrio das correntes no TMIF.	54
3.5	Ondulação de corrente parametrizada no indutor boost para meio ciclo da tensão de entrada, considerando diferentes índices de modulação.	55
3.6	Detalhes sobre a variação da indução magnética B e os principais parâmetros utilizados no cálculo das perdas no núcleo.	56
3.7	Forma de onda da corrente no capacitor de entrada do conversor, com detalhes da carga armazenada e dos tempos envolvidos.	58
3.8	Formas de onda idealizadas durante a entrada e saída de condução do Mosfet.	62
3.9	Detalhes sobre a carga e a descarga do capacitor de saída C_{OSS} . Nota-se que a corrente do canal é maior na entrada e menor na saída de condução em relação à corrente do dreno.	63
3.10	Detalhes da comutação de um módulo Tipo-T. Em (a) estado durante o tempo morto logo após S_1 ser desativada. Em (b) momento de transição em que ocorre a carga do capacitor de S_1 (malha na cor rosa), a descarga do capacitor de S_3 (malha na cor azul) e a descarga parcial do capacitor intrínseco de S_4 (malha na cor verde). Em (c) o estado final após a comutação.	64
3.11	Mostra-se em (a) o modelo dinâmico utilizado na simulação do MOSFET e em (b) a comparação entre o valor das perdas médias quase instantâneas estimadas e simuladas nos semicondutores do conversor, considerando-se meio semiciclo da fundamental.	67
3.12	Formas de acoplamento tipicamente encontradas em conversores estáticos. Em (a) acoplamento direto e (b) acoplamento inverso.	68

3.13	Modelos elétricos equivalentes para o transformador de interfase. Em (a) o modelo clássico de indutor acoplado encontrado na literatura em (b) o modelo visto como um transformador perfeitamente simétrico com a distribuição da indutância magnetizante em ambos os lados. Em (c) o modelo resultante que coloca em destaque as indutâncias de dispersão e magnetizante do TMIF.	69
3.14	Formas de onda no TMIF. Em (a) tensão e corrente de modo diferencial em um ponto estático e arbitrário. Em (b) o perfil da corrente de modo diferencial em relação à um período da tensão de entrada.	70
3.15	Em (a) aplicação típica de um retificador conectado à rede. Em (b) configuração simplificada do retificador conectado na linha de transmissão. Em (c) a estrutura básica do conversor para fins de controle, incluindo detalhes sobre as variáveis mensuradas.	72
3.16	Circuito equivalente do conversor para modelagem e controle da corrente.	72
3.17	Diagrama em blocos do retificador utilizado para o controle da corrente de entrada.	73
3.18	Classificação das técnicas de controle de corrente para retificadores operando no modo CCM.	74
3.19	Diagrama em blocos da malha de controle com referência.	75
3.20	Resposta em frequência das componentes de admitância do retificador <i>boost</i> referentes ao controle com referência, utilizando um compensador proporcional integral PI.	77
3.21	Diagrama em blocos do controle por valores médios com malha de pré-alimentação da perturbação.	78
3.22	Circuito elétrico equivalente do retificador, sendo representado por admitâncias, incluindo também um capacitor de filtro C_f	78
3.23	Resposta em frequência da impedância de entrada do retificador com filtro LC para diferentes potências processadas, usando a técnica de realimentação com referência.	79
3.24	Estrutura de controle utilizando realimentação com referência e malha de pré alimentação da tensão no indutor.	80
3.25	Diagrama final da estrutura de controle com referência, incluindo todas as melhorias para obter característica resistiva em ampla faixa de frequências.	80
3.26	Comparação da resposta em frequência obtida através de simulação para o controle por realimentação, considerando a estratégia de compensação proposta.	81
3.27	Circuito equivalente do retificador <i>boost</i> com a técnica de auto-controle da corrente de entrada.	82
3.28	Diagrama em blocos equivalente para a técnica de autocontrole da corrente de entrada.	82
3.29	Resposta em frequência da impedância de entrada do retificador <i>boost</i> com a técnica de autocontrole e com filtro LC.	83
3.30	Diagrama em blocos da estratégia de autocontrole com compensação utilizando realimentação da corrente no capacitor, incluindo detalhes sobre o termo de admitância acrescentado ao circuito por meio da malha adicionada.	84
3.31	Verificação da resposta em frequência obtida através de simulação para a técnica de autocontrole.	84
3.32	Estratégia de controle proposta para emular o efeito pelicular do cabo. Polos e zeros são acrescentados à malha de controle do retificador para aumentar a ordem do sistema, fazendo com que o módulo da impedância equivalente tenha um crescimento de 10 dB/década em uma determinada faixa de frequências.	85

3.33	Resposta em frequência simulada da impedância de entrada do estágio retificador emulando o efeito pelicular a partir da aproximação polinomial da impedância do condutor real.	86
3.34	Comparação de resultados de simulação entre um controlador normal em relação a estratégia proposta para emular o efeito pelicular, considerando uma excitação fundamental de 50 Hz e uma componente espectral em 2 kHz.	87
3.35	Detalhes sobre o controle discreto. Em (a) esquema de amostragem. Em (b) a resposta em frequência da fase acrescentada pelo atraso de transporte, considerando funções de atrasos com diferentes tempos.	89
3.36	Diagrama em blocos simplificado do controle de balanço das correntes no TMIF.	91
3.37	Circuito equivalente do retificador utilizado para modelagem do barramento CC.	91
3.38	Implementação das malhas de controle no conversor Tipo-T entrelaçado. Em (a) a estratégia por valores médios com referência. Em (b) a estratégia de autocontrole.	92
3.39	Foto do protótipo construído.	93
3.40	Em (a) as formas de onda das tensões v_{ac} , v_{ab} e da corrente i_{ac} sintetizadas na porta CA. Em (b) a corrente de modo diferencial i_{DM} no transformador de interfase em relação a tensão v_{ac}	94
3.41	Verificação da resposta dinâmica do conversor. A corrente i_{ac} tem o mesmo aspecto da tensão v_{ac} triangular com componente fundamental em 400 Hz. Observa-se o mesmo valor médio nas tensões de barramento, v_{Cb1} e v_{Cb2}	95
3.42	(a) Distribuição das perdas nos elementos do conversor em plena carga. (b) Curva de rendimento experimental em função da potência processada. O conversor apresenta rendimento de 98,5% em um quarto da carga e 97,1% em carga nominal.	95
4.1	Principais características do conversor série ressonante - SRC. Em (a) a estrutura básica do conversor. Em (b) o seu circuito equivalente simplificado. Em (c) o ganho de tensão em função da frequência de operação.	98
4.2	Principais Características do conversor SRC. Em (a) Estrutura equivalente para análise das etapas de operação. Em (b) e (c) as etapas de operação para meio ciclo. Em (d) formas de onda considerando $L_m = \infty$ e em (e) formas de onda com L_m finita.	100
4.3	Possibilidades topológicas para o lado de alta tensão, visando a redução de esforços nos componentes. Em (a) conexão em série de dois módulos meia ponte, em (b) uma ponte de três níveis com diodos de grampeamento NPC. Em (c) uma ponte com capacitor flutuante. Em (d) e (d) duas topologias empregadas em conversores unidirecionais.	103
4.4	Topologia do conversor CC-CC multinível proposto. Em (a) a estrutura de potência e (b) o circuito simplificado, onde os semicondutores são vistos como interruptores ideais e os capacitores descritos idealmente como fontes de tensão.	105
4.5	Circuitos equivalentes simplificados durante as etapas de transferência de energia. Note que em ambas as etapas os capacitores C_{C1} e C_{C2} formam efetivamente um divisor de tensão com os capacitores de saída C_{O1} e C_{O2} , onde apenas 1/4 da tensão de saída é aplicada no transformador, o qual requer uma reduzida relação de transformação, minimizando seu volume.	106

4.6	Resultados de simulação numérica do conversor operando como elevador de tensão, projetado como série ressonante com elevada indutância magnetizante L_m . Em (a) as principais formas de onda em regime e (b) a visão ampliada das transições de tensão.	108
4.7	Resultados de simulação numérica do conversor operando como elevador de tensão, projetado com baixa indutância magnetizante, utilizando a modulação MCS-ZVS. Em (a) as principais formas de onda em regime e (b) a visão ampliada das transições de tensão.	109
4.8	Detalhes sobre as comutações: Em (a) e (b) os circuitos equivalentes durante o tempo morto; Em (c) os tempos necessários para obter comutação suave em função da corrente na indutância magnetizante no lado de alta tensão; e (d) comparação entre resultados de simulação e a modelagem simplificada utilizando e a trajetória ideal da corrente quando o conversor opera em DCM.	110
4.9	Fotografia do protótipo construído. O conversor foi desenvolvido para operar com dois barramentos com tensões de 24-760 V respectivamente. A potência nominal do conversor é de 400 W com a frequência de comutação de 250 kHz.	114
4.10	Principais formas de onda experimentais do conversor ressonante proposto quando operado no modo de condução descontínuo. Em (a) tensões e correntes no lado de baixa (LV) e no lado de alta tensão (HV). Em (b) a tensão nos capacitores comutados e nos capacitores de saída. Em (c) e (d) uma visão ampliada das transições durante a comutação.	114
4.11	Comparação entre os modos de operação. Em (a) e (c) Série ressonante tradicional. Em (b) e (d) Utilizando a modulação MCS-ZVS.	115
4.12	Principais formas de onda do conversor com a modulação MCS-ZVS, operando em plena carga. Em (a) as tensões nas pontes. Em (b) as correntes no transformador. Em (c) as tensões nos capacitores de saída. Em (d) uma visão ampliada com detalhes das transições de tensão.	116
4.13	Principais formas de onda do conversor com a modulação MCS-ZVS, operando com 20% de carga. Em (a) as tensões nas pontes. Em (b) as correntes no transformador. Em (c) as tensões nos capacitores de saída. Em (d) uma visão ampliada com detalhes das transições de tensão.	117
4.14	Distribuição das perdas e a curva de rendimento do conversor operando com a modulação MCS-ZVS. O topologia apresentou 97,3 % com meia carga e 96,6 % em plena carga.	118
4.15	Topologia do segundo conversor CC-CC multinível proposto. Em (a) a estrutura de potência e (b) o circuito simplificado, onde os semicondutores são vistos como interruptores ideais e os capacitores descritos idealmente como fontes de tensão.	118
4.16	Circuitos equivalentes simplificados durante as etapas de transferência de energia.	119
4.17	Resultados de simulação numérica do conversor II operando como elevador de tensão e com a modulação MCS-ZVS. Em (a) as principais formas de onda em regime e (b) a visão ampliada das transições de tensão.	120
4.18	Principais formas de onda experimentais do conversor II. Em (a) tensões e correntes no lado de baixa (LV) e no lado de alta tensão (HV). Em (b) a tensão no capacitor comutado e nos capacitores de saída. Em (c) e (d) uma visão ampliada das transições durante a comutação.	121
4.19	Curva de rendimento do conversor ML-LLC-SRC-II operando com a modulação MCS-ZVS. O topologia apresentou 97,4 % com meia carga e 96,2 % em plena carga.	121

4.20	Conversor série ressonante SRC com três portas.	122
4.21	Conversor série ressonante LLC-SRC com três portas utilizando o conceito de capacitores chaveados adotado no conversor ML-LLC-SRC-I.	122
5.1	<i>Setup</i> do sistema de acionamento submarino utilizado nas simulações.	124
5.2	Impedância do umbilical utilizado na simulação.	125
5.3	Diagrama em blocos do emulador implementado nas simulações, incluindo os valores das tensões e correntes em estado estacionário.	126
5.4	Esquema de acionamento utilizando controle escalar em malha aberta V/f com injeção de componente de modo comum.	126
5.5	Sinais de comando do inversor utilizando modulação IPD e injeção de terceira harmônica.	127
5.6	Principais formas de onda no sistema durante uma partida em rampa. Em sequência têm-se: a velocidade angular da máquina, o torque eletromagnético, as correntes na máquina, a tensão sintetizada pelo inversor NPC que controla a máquina, a tensão e corrente sendo emulada por um conversor do emulador de cabos e, por último, a tensão no extremo do cabo que é aplicada na máquina.	128
5.7	Formas de onda respectivamente da tensão CC no barramento de um dos estágios retificadores, da tensão de barramento do inversor regenerativo do emulador e a tensão e corrente regenerada na rede auxiliar.	129
5.8	Vista detalhada das formas de onda das tensões e correntes injetadas na rede auxiliar.	129
5.9	Comparação entre tensão e corrente sobre uma das resistências do cabo. Em (a) com um resistor passivo e em (b) utilizando um conversor para emular a resistência.	130
5.10	Resultado de simulação utilizando a emulação do efeito pelicular.	130
A.1	Estágio de potência do inversor trifásico VSI.	147
A.2	Estágio de potência do inversor trifásico VSI entrelaçado.	148
A.3	Estágio de potência do inversor trifásico NPC.	148
A.4	Estágio de potência do inversor trifásico Tipo-T $3LT^2C$	149
A.5	Diagrama em blocos da estrutura de controle do estágio inversor.	151
A.6	Modelo médio do estágio inversor com filtro LCL e amortecimento passivo.	151
A.7	Diagrama em blocos do filtro LCL para o controle das correntes em coordenadas $\alpha\beta$	153
A.8	Verificação de desempenho do compensador proporcional ressonante perante uma perturbação na rede elétrica.	154
B.1	Capacitâncias parasitas do Mosfet.	156
B.2	Características das capacitâncias não-lineares em função da tensão V_{DS} de transistores GaN.	157
B.3	Características da capacitância não-linear C_{OSS} e seus respectivos capacitores lineares equivalentes em função da tensão V_{DS}	158
B.4	Capacitores linear equivalentes de C_{OSS} obtidos para diferentes valores da tensão V_{DS}	159
B.5	Detalhes da comutação indutiva. Em (a) o circuito elétrico equivalente. Em (b) a característica estática do semiconductor.	160
B.6	Processo de entrada em condução do Mosfet.	161
B.7	Formas de onda simuladas no MOSFET durante a entrada em condução.	162

B.8	Formas de onda simulada no Mosfet durante a saída de condução.	163
-----	--	-----

Lista de Tabelas

3.1	Estados do conversor Tipo-T entrelaçado	53
3.2	Intervalos de tempo para o cálculo de perdas no núcleo	57
3.3	Estado da arte em semicondutores 20-100V	66
3.4	Principais parâmetros de projeto	93
4.1	Principais parâmetros de projeto do conversor CC-CC.	113
5.1	Parâmetros do umbilical	124
5.2	Parâmetros da máquina de indução	125

Lista de Abreviaturas e Siglas

Abreviatura/Sigla	Descrição
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i> (Conversor Analógico Digital)
BCM	<i>Boundary Conduction Mode</i> (Modo de Condução crítica)
BTB	<i>Back-to-Back</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Contínua)
DAB	<i>Dual Active Bridge</i> (Conversor Bidirecional em Ponte Completa)
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Descontínua)
DSC	<i>Digital Signal Controller</i> (Controlador Digital de Sinais)
FEM	<i>Finite Element Method</i> (Método de elementos finitos)
FPGA	<i>Field Programmable gate array</i> (Controlador Digital de Sinais)
HVAC	<i>High Voltage Alternate Current</i> (Transmissão em Alta tensão em Corrente Alternada)
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i> (Transmissão em Alta tensão em Corrente Contínua)
MSIP	Motor Síncrono a Ímãs Permanentes
HTB	<i>hardware test bed</i>
NPC	<i>Three-Level Neutral Point Clamped Converter</i> (Conversor três níveis com neutro grampeado)
PI	Proporcional-integral
PLL	<i>Phase-locked Loop</i> (Malha de Detecção de Fase)
PWM	<i>Pulse-width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
OCC	<i>One cycle control</i>
SST	<i>Solid State Transformer</i> (Transformador de estado sólido)

Abreviatura/Sigla	Descrição
SVM	<i>Space Vector Modulation</i> (Modulação Vetorial)
DHT	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total)
VMQI	Valor Médio Quase-instantâneo
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> (Inversor Bidirecional Trifásico)
ZOH	<i>Zero-order Hold</i> (Sustentador de Ordem Zero)
ZCS	<i>Zero Current Swithing</i> (Comutação suave com corrente nula)
ZVS	<i>Zero Voltage Swithing</i> (Comutação suave com tensão nula)
$3LT^2C$	<i>Three-Level T-Type converter</i> (Conversor três níveis Tipo T)

Lista de Símbolos

Símbolo	Descrição	Unidade
A_{nom}	Área de seção nominal do condutor	m^2
A_e	Área de seção do núcleo magnético	m^2
B	Indução Magnética	T
Δ_B	Variação de indução magnética	T
C	Capacitância	F
C_{b1}, C_{b2}	Capacitor de barramento CC	F
C_{C1}, C_{C2}	Capacitor divisor do conversor CC-CC	F
C_{cb}	Capacitância do cabo	F/km
C_{ISS}	Capacitância de entrada do Mosfet	F
C_r	Capacitor ressonante do conversor CC-CC	F
C_{RSS}	Capacitância de transferência reversa do Mosfet	F
C_{OSS}	Capacitância de saída do Mosfet	F
C_f	Capacitor do filtro	F
C_d	Capacitor de amortecimento	F
$d(\theta)$	Razão Cíclica	-
e^+, e^-	Ondas de tensão em deslocamento	V
E	Energia	J
f	Frequência	Hz
f_a	Frequência de amostragem	Hz
f_{Lim}	Frequência limite para estabilidade	Hz
f_{res}	Frequência de ressonância	Hz
f_s	Frequência de comutação	Hz
g_e	Condutância emulada	S
G	Condutância	S
$G(s)$	Função de transferência	-
G_{CI}	Compensador de corrente	-
G_{CV}	Compensador de tensão	-
G_{PWM}	Função de transferência do Modulador	-
G_s	Função de transferência da planta	-
k_i	Ganho do autocontrole	Ω/V
k_r	Coefficiente de reflexão	-
K_c	Ganho proporcional do controlador	-
K_{PWM}	Ganho do Modulador	-
ℓ	Comprimento	km
L	Indutância	H
L_b	Indutor <i>boost</i>	H

Símbolo	Descrição	Unidade
L_{cb}	Indutância do cabo	H/km
L_r	Indutor ressonante do conversor CC-CC	H
L_{int}	Indutância interna do condutor	H/km
L_m	Indutância de magnetização	H
i_{CM}	Corrente de modo comum no TMIF	A
i_{DM}	Corrente de modo diferencial no TMIF	A
I_{DS}	Corrente no <i>dreno</i> do Mosfet	A
I_G	Corrente de <i>gate</i> do Mosfet	A
i_{Lb}	Corrente no indutor <i>boost</i>	A
\hat{I}_m	Corrente de pico na indutância magnetizante	A
$I_{S,ef}$	Corrente eficaz no interruptor	A
i^+, i^-	Ondas de corrente em deslocamento	A
I_0, I_1	Função de Bessel tipo 1 ordem 0 e 1	-
M	Índice de Modulação	-
M_{fd}	Margem de fase desejada	-
M_{11}, M_{21}	Indutância Mútua	H
N	Número de espiras	-
P	Potência	W
P_{CD}	Perda em condução	W
P_{CM}	Perda em comutação	W
P_G	Perda no <i>gate</i> do Mosfet	W
Q	Carga	C
Q_{SW}	Carga envolvida na Comutação	C
P_V	Perda Volumétrica	W/m ³
r	Raio do condutor	mm
R	Resistência	Ω
R_{cb}	Resistência do cabo	Ω /km
R_d	Resistência de amortecimento	Ω
R_G	Resistor de <i>gate</i> do Mosfet	Ω
R_{int}	Resistência do condutor central do cabo	Ω /km
R_w	Resistência do enrolamento	Ω
T	Temperatura	$^{\circ}$ C
T_a	Período de amostragem	s
T_i	Função de transferência em malha aberta	$^{\circ}$ C
v	Tensão elétrica	V
v_{DM}	Tensão de modo diferencial no TMIF	V
v_e	Tensão emulada pelo conversor	V
v_{in}	Tensão de entrada	V
v_L	Tensão no indutor	V
v_f	Tensão gerada pela malha de <i>feedforward</i>	V
v_{Lb}	Tensão no indutor <i>boost</i>	V
v_p	Tensão de pico	V
V_{DC}	Tensão de barramento CC	V
V_{DR}	Tensão do <i>gate drive</i>	V

Símbolo	Descrição	Unidade
V_{PL}	Tensão de Plateau	V
Z	Impedância	Ω
Z_{in}	Impedância de entrada	Ω
Z_C	Impedância da carga	Ω
Z_g	Impedância do gerador	Ω
Z_n	Impedância genérica	Ω
Z_0	Impedância característica	Ω
Y	Admitância	S
Y_{in}	Admitância de entrada	S
α	Coefficiente de atenuação	-
α_T	Coefficiente de temperatura	-
β	Coefficiente de fase	-
λ	Comprimento de onda	m
μ	Permeabilidade magnética	H/m
ρ	Resistividade do material	$\Omega \cdot m$
ρ'	Resistividade corrigida	$\Omega \cdot m$
σ	Condutividade elétrica	S/m
ω	Frequência angular	rad/s
ω_{Lim}	Frequência angular limite para estabilidade	rad/s
ω_z	Frequência angular do zero	rad/s
ϕ	Fluxo Magnético	Wb
Δ_i	Ondulação de Corrente	A
Δ_V	Ondulação de Tensão	V
Δ_Q	Variação de Carga	C

Sumário

1	Introdução Geral	23
1.1	Contextualização e Motivação	23
1.2	Objetivos e Contribuições	26
1.3	Publicações	27
1.4	Estrutura deste Trabalho	27
2	Concepção de Emuladores de Umbilicais Submarinos	29
2.1	Umbilicais Submarinos	29
2.1.1	Características Construtivas	29
2.1.2	Características Elétricas	31
2.1.3	Propagação de Ondas no Umbilical	33
2.1.4	Modelo Elétrico Equivalente	36
2.1.5	Efeito Pelicular	39
2.2	Proposta de Emulador Híbrido para Umbilicais	40
2.2.1	Conceito e Definição Topológica	40
2.2.2	Considerações Construtivas	47
2.3	Conclusão	48
3	Estágio Retificador	49
3.1	Topologia	49
3.2	Retificador Multinível Tipo-T intercalado	52
3.2.1	Princípio de Operação	52
3.2.2	Estratégia de Modulação	53
3.2.3	Indutor <i>boost</i>	54
3.2.4	Capacitor do Filtro de Entrada	58
3.2.5	Rede de Amortecimento Passivo	58
3.2.6	Capacitores de Barramento	59
3.2.7	Semicondutores	60
3.2.8	Transformadores de Interfase	68
3.3	Modelagem e Controle	70
3.3.1	Modelagem Orientada ao Controle da Corrente	72
3.3.2	Técnicas de Controle da Corrente	73
3.3.3	Controle com Referência Explícita	75
3.3.4	Autocontrole da Corrente de Entrada	81
3.3.5	Emulação do Efeito Pelicular	85
3.3.6	Aspectos da Implementação de Controladores	87
3.3.7	Controle das Correntes no TMIF	90

3.3.8	Controle da Tensão nos Capacitores de Barramento	91
3.3.9	Implementação das Malhas de Controle	92
3.4	Resultados Experimentais	93
3.5	Conclusão	96
4	Estágio CC-CC	97
4.1	Topologia	97
4.1.1	Conversor Série Ressonante - SRC	97
4.1.2	Variações Topológicas e Novas Topologias	102
4.2	Conversor ML-LLC-SRC-I	104
4.2.1	Princípio de Operação e Análise Estática	104
4.2.2	Esforços nos Semicondutores	110
4.2.3	Tanque Ressonante	112
4.2.4	Transformador	112
4.2.5	Resultados Experimentais	113
4.3	Conversor ML-LLC-SRC-II	118
4.3.1	Princípio de Operação e Análise Estática	118
4.3.2	Resultados Experimentais	119
4.4	Conversores Multiportas - MSRC	121
4.5	Conclusão	123
5	Exemplo de Aplicação	124
5.1	Descrição do sistema	124
5.2	Resultados de Simulação	127
5.3	Conclusão	130
6	Considerações Finais	132
	Referências Bibliográficas	134
A	Inversores de Tensão	147
A.1	Topologia	147
A.1.1	Filtro	149
A.2	Modelagem e Controle	150
A.2.1	Estrutura de Controle	150
A.2.2	Modelagem para o Controle da Corrente da Rede	151
A.2.3	Projeto de Compensadores Ressonantes	153
A.3	Conclusão	155
B	Semicondutores	156
B.0.1	Capacitâncias não lineares	156
B.0.2	Princípio de Operação para Cargas Indutivas	160

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Contextualização e Motivação

Sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica têm sido uma ampla área de pesquisa e desenvolvimento, tendo em vista as exigências estabelecidas por normas cada vez mais criteriosas, a redução custos, ou ainda a modernização de máquinas e equipamentos, visando melhorar a qualidade da energia, confiabilidade e eficiência energética desses sistemas. De modo geral, é notável o aumento no consumo das várias formas de energia existentes em âmbito mundial.

A necessidade aliada às condições favoráveis têm levado muitos países ao desenvolvimento de parques eólicos e geração de energia em ambiente marinho [1]. Apesar do aumento significativo do uso de energias renováveis, tem sido crescente também as explorações de petróleo e gás, levando ao desenvolvimento de novos sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica, voltados para alimentar instalações em plataformas localizadas em alto mar (*offshore*) [2, 3].

Em sistemas *offshore* a distribuição de energia elétrica é feita através de linhas de transmissão submersas, dada a inviabilidade da instalação de linhas aéreas. Nas plataformas por exemplo, aplicações como acionamento de máquinas, bombas e compressores são comuns, sendo que muitas se localizam no fundo do mar. A interconexão das aplicações citadas ao ponto de distribuição, formam pequenas seções de linhas de distribuição de energia, com comprimento que varia desde algumas centenas de metros até dezenas de quilômetros, dependendo da aplicação. No acionamento de máquinas submersas por exemplo, tem havido interesse em distâncias que chegam a 50 km [2, 4]. Tanto linhas de transmissão quanto de distribuição, são compostas por cabos de potência também conhecidos como umbilicais submarinos.

Umbilicais submarinos possuem estrutura com várias camadas compostas por condutores, isolantes e blindagens. A capacitância em uma linha de transmissão composta por este tipo de cabo é significativamente maior se comparada com uma linha aérea convencional, devido à proximidade dos condutores e de sua estrutura física em geral. Esse fator é determinante em linhas de transmissão já que implica na necessidade de compensadores de energia reativa em distâncias bem menores em comparação com linhas terrestres.



Em meio ao crescimento das explorações e distâncias cada vez maiores da costa terrestre, tanto a transmissão de energia em alta tensão (HV) quanto a alimentação de cargas em média tensão (MV) acabam implicando em desafios que se refletem ao custo e a operação dos sistemas envolvidos [5].

Estudos apontam que a linha de transmissão afeta significativamente o processamento de energia em aplicações *offshore* [6]. O surgimento de ressonâncias no sistema de transmissão, por exemplo, é diretamente dependente de interações que ocorrem entre a linha de transmissão e os demais dispositivos envolvidos no processo, como conversores, transformadores, compensadores entre outros. Em resumo, quando a frequência de ressonância da linha coincide com alguma perturbação de mesma frequência, a tendência é que ocorra a amplificação deste sinal. Além disso, perdas resistivas tipicamente são significativas, impondo quedas de tensão consideráveis ao longo da linha. Mesmo em sistemas de alta tensão onde se utiliza transmissão em corrente contínua (CC) podem haver componentes alternadas geradas pela comutação de inversores de tensão (VSC), utilizados nos modernos sistemas VSC-HVDC. Instabilidades decorrentes de interações entre umbilicais e conversores em sistemas HVDC são apresentadas em [7, 8].

Os VSCs utilizados no acionamento de máquinas e equipamentos submersos em média tensão são instalados nas plataformas e localizam-se consideravelmente longe da aplicação em si. Longas conexões elétricas entre motores e conversores estabelecem desafios de controle como têm sido apresentado por [2, 9, 10, 11, 12]. Nestas aplicações, ressonâncias excitadas por componentes espectrais de mesma frequência se refletem no aparecimento de sobretensões nos terminais da máquina [12], podendo comprometer a isolação tanto do cabo quanto dos demais elementos do sistema. Significativas quedas de tensão, também implicam em dificuldades de controle, devido à distância entre o ponto de alimentação e a carga, tornando inviável o uso de sensores, sendo necessário o emprego de estimadores e técnicas de controle mais complexas.

Aplicações *offshore* exigem maior nível de confiabilidade, uma vez que operam em plataformas ou submersos, em locais de difícil acesso, tornando complexa a realização de manutenções ou testes em campo. Por outro lado, existe uma tendência de que as plataformas sejam substituídas por estações de extração remotas e completamente submersas [3]. Desta forma, é fundamental recriar cenários reais para realização de testes em conversores e demais dispositivos por meio de emuladores em tempo real, possibilitando testar previamente os dispositivos antes de serem submetidos nas instalações definitivas [2].

Umbilicais de potência, em condições de regime permanente, podem ser representados através de modelos aproximados por parâmetros concentrados. Normalmente são descritos por redes de componentes passivos (resistores, capacitores e indutores), capazes de representar os efeitos do cabo em uma determinada faixa de frequências. Neste sentido, utilizando tais circuitos elétricos, torna-se possível emular os umbilicais submarinos.



Nos últimos anos têm sido crescente as pesquisas em torno de sistemas emuladores. O emulador é um equipamento capaz de representar, sob condições preestabelecidas, o comportamento (mímica) de um sistema. Logo, o objetivo do emulador de umbilicais é simular a dinâmica imposta por cabos de potência, possibilitando o desenvolvimento de testes em conversores que futuramente serão conectados a uma rede de energia composta por este tipo de cabo. Apesar da existência de bons simuladores computacionais, um emulador favorece o desenvolvimento de testes em nível de prototipagem de sistemas de conversão e acionamento, possibilitando o funcionamento prévio destes componentes por longos períodos, considerando o efeito das quedas de tensão e as ressonâncias naturais do cabo, apresentando inúmeras vantagens, como por exemplo, a realização de testes independentemente de condições climáticas, economia de energia e espaço demandado por um sistema real, além da possibilidade de reconfiguração para diferentes circunstâncias. Na literatura, até o momento apenas emuladores passivos tem sido encontrados [2, 13]. Em [2], é proposto um emulador passivo, em escala real, dimensionado para simular distâncias de até 47 km, com tensão de linha máxima de 52 kV e corrente de até 300A, ilustrado na Figura 1.1.

Figura 1.1: Emulador de Umbilicais Submarinos construído pelas empresas Statoil - ABB em Kårstø - Noruega. Simula 47 km de cabo, possui 10 seções de linha (π -equivalente), opera com 52 kV e 300A, trifásico.



Fonte: [3].

Na literatura, vários trabalhos têm mostrado que conversores estáticos dotados de técnicas de controle específicas conseguem operar como impedância virtual ("fictícia"), assim como cargas ativas, possibilitando regenerar energia e sintetizar resistências ou reatâncias [14, 15]. Aplicações específicas que visam emular estruturas topológicas de maior complexidade estão sendo foco de trabalhos recentes [16, 17].



1.2 Objetivos e Contribuições

O presente trabalho tem por objetivo principal introduzir o conceito de emulador híbrido de umbilicais submarinos, apresentando detalhes sobre a estrutura de potência, onde são propostas topologias e técnicas de controle para serem aplicadas nesse tipo de sistema. Desta forma, busca-se apresentar soluções tecnológicas que possibilitem a implementação deste tipo de equipamento. Dentre os objetivos e contribuições do trabalho, destaca-se:

- Análise qualitativa de estruturas de retificadores com alto desempenho, buscando aquelas aptas a operar sob as condições estabelecidas. Destaca-se o emprego de conversores multiníveis, formados por células de comutação intercaladas, visando a redução dos elementos passivos de filtros como também a ampla resposta em frequência obtida por esta classe de conversores. Neste sentido, este trabalho contribui apresentando o desenvolvimento e a análise detalhada sobre o conversor monofásico Tipo-T entrelaçado;
- Revisão de técnicas de controle que possibilitem emular resistências em uma ampla faixa de frequências utilizando estágios conversores CA-CC, explorando artifícios que minimizem o esforço de controle, a compensação de parcelas reativas indesejáveis presentes na impedância equivalente do conversor. Aqui, foi proposta a técnica de autocontrole com compensação ativa. Também é proposto o conceito de emulação do efeito pelicular que contempla a variação da resistência com o aumento da frequência, possibilitando simular o efeito pelicular, melhorando conseqüentemente a aproximação do fenômeno que ocorre na realidade;
- Análise de conversores CC-CC isolados do tipo série ressonante. São apresentadas duas novas topologias de conversores que utilizam uma ponte de três-níveis no lado de maior tensão. As estruturas utilizam uma técnica de modulação que permite comutação suave em todos os semicondutores aumentando a eficiência enquanto reduz-se os esforços de tensão nos semicondutores devido à utilização da ponte com três níveis.

O trabalho também mostra-se como uma solução alternativa e inovadora para o desenvolvimento de emuladores de cabos de potência. Destaca-se a importância da pesquisa dada a concepção de uma ferramenta que visa auxiliar o desenvolvimento e teste na fase de prototipagem de dispositivos voltados para sistemas de transmissão e distribuição de energia destinados à aplicações *offshore*.



1.3 Publicações

Durante o desenvolvimento deste trabalho, foram publicados ou estão em processo de publicação os seguintes artigos, relacionados com a estrutura do emulador e com as topologias propostas, que estão listados abaixo:

VIGLUS, F. J.; HELDWEIN, M. L. Hybrid Subsea Power Cable Emulator. In: 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). p.3373-3379 ISSN 1048-2334

VIGLUS, F. J.; HELDWEIN, M. L. High Performance Resistance Emulator Based on a Bidirectional Multilevel Converter and GaN Devices. In: Revista Eletrônica de Potência.

VIGLUS, F. J.; HELDWEIN, M. L. High Gain LLC-SRC DC-DC Transformer Based on a Three-Level Switched Capacitor Cell. Artigo em produção.

1.4 Estrutura deste Trabalho

Este documento está organizado em sete capítulos. O assunto é dividido em pequenas seções que buscam descrever detalhadamente os procedimentos e a metodologia utilizada. O Capítulo 1 consiste em apresentar a contextualização e motivações que levaram ao desenvolvimento deste trabalho.

O segundo capítulo destina-se a dar uma visão geral da concepção do emulador proposto. São descritos os principais conceitos que envolvem cabos de potência, modelos equivalentes para linhas de transmissão, aproximações do efeito pelicular no domínio do tempo e a proposta da estrutura de potência utilizada.

No capítulo 3 é realizado o estudo do estágio retificador utilizado para sintetizar resistências, o qual será conectado diretamente na linha de transmissão. Nesta seção é feita a seleção e proposta a topologia utilizada, estabelecendo uma metodologia de projeto. Neste capítulo, discute-se também a respeito de técnicas de controle, procurando estabelecer algumas diferenças que levam à escolha daquela com melhor custo-benefício. Desta forma, é feita uma abordagem com enfoque na impedância de entrada deste estágio de conversão. Por fim, são apresentados os resultados experimentais que validam os estudos desenvolvidos.

O capítulo 4 compreende a análise do estágio conversor CC-CC. Esta etapa é responsável por prover isolamento galvânica ao estágio retificador, criando um barramento isolado o qual alimenta um inversor, responsável pela regeneração da energia drenada do emulador. Nesta seção é feito um estudo do conversor série ressonante operando na região da ressonância onde a topologia apresenta o melhor desempenho. Discute-se questões de implementação, seleção topológica e é descrita a metodologia de projeto dos conversores propostos. Por fim, são apresentados os resultados experimentais que validam as análises



realizadas.

O quinto capítulo apresenta um exemplo de aplicação para o emulador, sendo utilizado um sistema de acionamento de uma máquina de indução interligada por cabo de potência longo. Nesta seção é feita uma comparação entre as formas de onda de um emulador passivo em comparação ao emulador ativo proposto.

No sexto capítulo são apresentadas as conclusões finais do trabalho e, por fim, são listadas algumas sugestões para trabalhos futuros.

No apêndice A é realizado o estudo do estágio inversor, apresentando algumas possibilidades de implementação encontradas na literatura. Este conversor é responsável pela conversão CC-CA, possibilitando a entrega da energia regenerada pelo emulador para uma rede auxiliar. Portanto, também são apresentados os principais detalhes sobre a modelagem e controle desse tipo de estrutura.

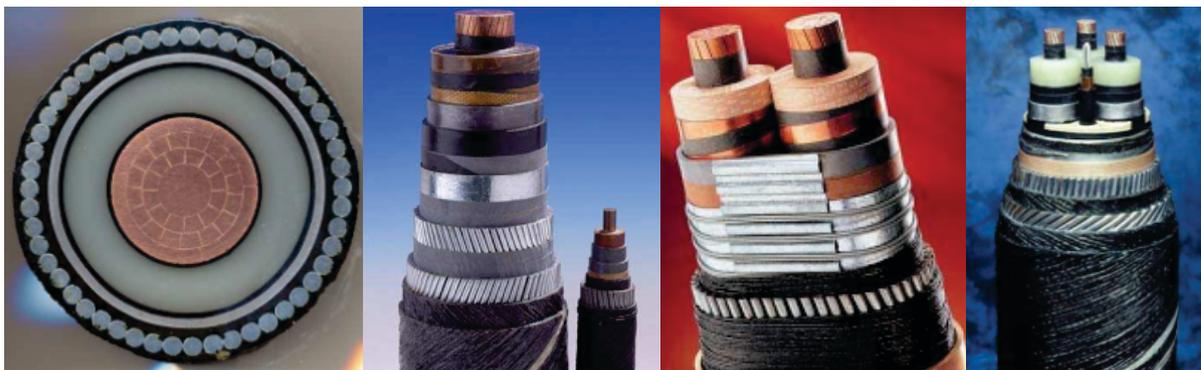
Capítulo 2

Concepção de Emuladores de Umbilicais Submarinos

2.1 Umbilicais Submarinos

Em sistemas de transmissão submarinos, existe uma grande diversidade de umbilicais, com geometrias distintas, em função da aplicação à qual se destinam. Assim sendo, são encontradas configurações que envolvem unicamente a transmissão de energia elétrica, como também aquelas mais complexas que integram outras funcionalidades como, por exemplo, linhas de comunicação de dados e dutos de transporte para fluido ou gás [18, 19]. Em geral, a presença destes elementos se reflete em alterações nas características eletrostática e eletromagnética de cada configuração. Na Figura 2.1, são apresentados alguns exemplos comuns de umbilicais.

Figura 2.1: Exemplos de umbilicais submarinos.



Fonte: adaptado de [1].

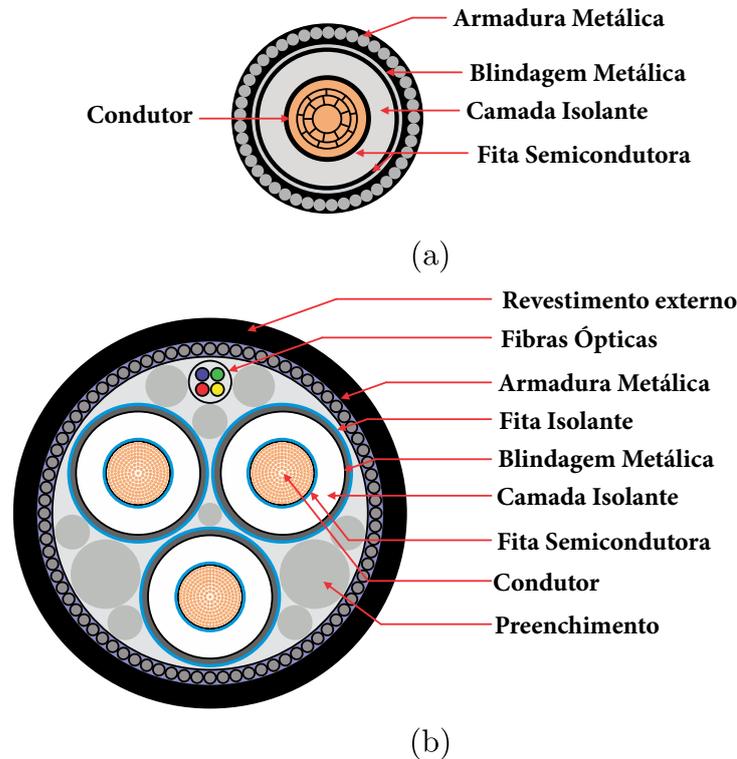
2.1.1 Características Construtivas

Para melhor compreender a estrutura deste tipo de cabo, na Figura 2.2 são apresentadas, de maneira simplificada, as principais partes de dois tipos mais comuns encontrados em aplicações *offshore*, especialmente em acionamento de máquinas.

Os condutores normalmente são feitos de cobre ou alumínio. Em geral, o cobre tem sido o mais utilizado, pois devido à menor resistividade em relação ao alumínio, permite



Figura 2.2: Principais elementos de umbilicais submarinos comumente encontrados em aplicações *offshore*. Em (a) estrutura unipolar (b) estrutura tripolar.



menor seção transversal, favorecendo uma economia de material, não somente se tratando do condutor principal como também das outras camadas que compõem o cabo [1]. Porém, o alumínio possui menor densidade que o cobre possibilitando a construção de cabos mais leves e baratos, existindo ocasiões nas quais o alumínio pode ser mais atrativo [20].

As camadas isolantes tem um papel fundamental na estrutura do cabo, uma vez que sua principal função é impedir a conexão elétrica com os demais elementos condutores e semicondutores, formando uma barreira eficaz entre pontos com diferenças de potencial. Atualmente por questões econômicas e ambientais, o polímero mais utilizado como isolante neste tipo de aplicação é o polietileno reticulado, também conhecido como (*Cross-Linked Polyethylene - XLPE*) [20], suportando temperaturas de até 90°C.

Fitas semicondutoras são utilizadas com o intuito de uniformizar o campo elétrico dentro das camadas isolantes. Estes elementos também minimizam a formação de lacunas entre as superfícies envolvidas.

Blindagens são compostas por materiais condutores que envolvem um condutor ou sua isolação com a finalidade de confinar o campo elétrico. Entre os materiais mais comuns utilizados para tal finalidade estão o cobre ou alumínio.

A armadura é destinada a dar resistência mecânica para a estrutura em meio a esforços de tração ou compressão. Geralmente são utilizados fios de aço longitudinais ou fitas planas helicoidais, como é possível observar através da Figura 2.1.

Fibras Ópticas, são elementos opcionais, dependendo diretamente da aplicação.



Podem ser utilizadas na troca de informações, envolvendo sinais de instrumentação ou controle vinculados a diversos tipos de equipamentos.

A capa externa é uma camada isolante cujo objetivo é dar proteção ao núcleo do cabo contra condições adversas oriundas do ambiente onde localiza-se a instalação. Em geral, é comum o uso de cloreto de polivinil (PVC) ou em casos específicos, o neoprene. Adicionalmente, é comum preencher os espaços vagos dentro da estrutura com algum tipo de material isolante, denominado de preenchimento. Entre os materiais utilizados estão os polímeros como o XLPE ou (EPR - *Ethylene-Propylene Rubber-Insulated*).

2.1.2 Características Elétricas

As características elétricas de cabos de potência estão diretamente ligadas a quatro parâmetros: a resistência, capacitância, indutância e uma condutância que representa as correntes de fuga, sendo comum que esse termo seja desconsiderado nas análises de sistemas de potência [21].

Em condições contínuas (CC) e, considerando a análise em regime permanente, a impedância do condutor resume-se na resistência CC, a qual depende basicamente do material com que é feito, da seção transversal e da temperatura. Geralmente o núcleo do cabo é segmentado em porções menores, as quais se sobrepõe e/ou se entrelaçam (cf. Figura 2.1). Devido a isso, os cálculos devem considerar uma correção na resistividade (ρ') [20, 22], assim tem-se:

$$\rho' = \rho_{\text{nom}} \frac{\pi r^2}{A_{\text{nom}}} \quad (2.1)$$

onde: ρ_{nom} é a resistividade nominal do material ($C_u = 1,724 \times 10^{-8}$ [Ωm]), r e A_{nom} são respectivamente o raio e a área nominal do condutor dados pelo fabricante. Como a resistividade é normalmente apresentada para 20 °C, considera-se uma segunda correção, levando em conta o impacto da temperatura, então:

$$\rho_c = \rho'(1 + \alpha_T(T - 20)) \quad (2.2)$$

onde: α_T é o coeficiente de temperatura para o condutor em 20 °C ($C_u = 3,93 \times 10^{-3}$) e T é a temperatura nominal de trabalho.

Com o aumento da frequência, a resistência aumenta devido à distribuição não uniforme das correntes, as quais tendem a se concentrar na superfície do condutor, o que equivale a uma redução de sua área (efeito pelicular ou "*skin*"). Neste caso, a impedância interna do condutor cilíndrico e sólido, é obtida por:

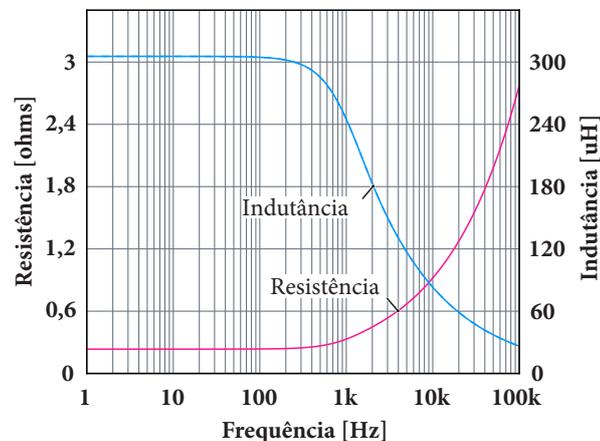
$$Z_{\text{int}} = \frac{m}{2\pi\sigma_1 r_1} \frac{I_0(mr_1)}{I_1(mr_1)} \quad (2.3)$$

onde: $[I_0, I_1]$ são funções modificadas de Bessel de primeiro tipo com ordens 0 e 1 res-

pectivamente, r_1 é o raio do condutor central, $\sigma_1 = 1/\rho_c$ é a condutividade elétrica do condutor em [S/m], $m = \sqrt{j\omega\mu_1\sigma_1}$ é a constante de propagação intrínseca do meio, com a permeabilidade do material ($\mu_1 = 4\pi 10^{-7}$ [H/m] para o cobre).

A parte real da eq. 2.3 representa a resistência efetiva por unidade de comprimento. A parte imaginária representa a reatância. Dividindo a parte imaginária por ω tem-se a indutância por unidade de comprimento. Em baixas frequências a resistência e a indutância são aproximadamente constantes. Para altas frequências a resistência aumenta em função de $\sqrt{\omega}$ (+10 db/década) e a indutância interna diminui numa razão de $1/\sqrt{\omega}$ (-10 db/década) [23], conforme ilustra a Figura 2.3.

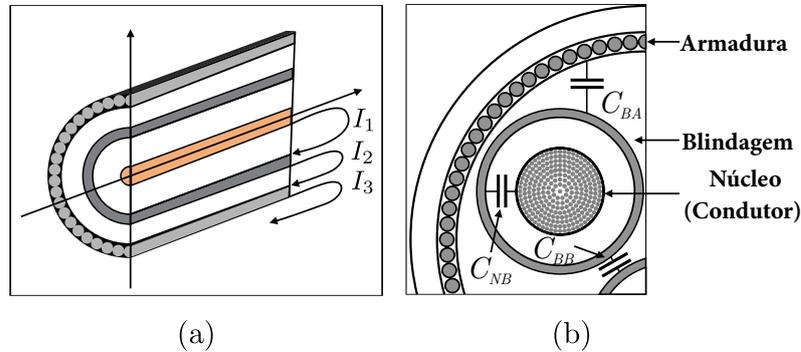
Figura 2.3: Resposta em frequência da resistência e da indutância interna do cabo com os seguintes parâmetros: $R_{cb} = 0,196 \Omega$, $C_{cb} = 0,438 \mu F$, $L = 356 \mu H$.



Para estruturas complexas, a impedância sofre influência de outros elementos do cabo e do meio em que ele esteja instalado, podendo ser avaliada por uma análise sistemática de diversos caminhos (*loops*) formados pelas camadas condutoras do cabo, conforme ilustra a Figura 2.4 (a), para um condutor unipolar. Em umbilicais trifásicos, a quantidade de caminhos se torna ainda maior, haja visto o acoplamento entre fases. A presença de várias camadas condutoras, semicondutoras e isoladas entre si, originam capacitâncias que se distribuem ao longo da linha, tal como ilustra a 2.4 (b).

Tendo em vista que umbilicais submarinos não são produtos de "prateleira", como reportado em [1], são encontrados trabalhos [18, 19, 22, 24], que visam obter análises precisas tanto dos parâmetros (indutâncias, capacitâncias e resistências) quanto da influência de fenômenos (efeito de proximidade, pelicular) presentes em uma determinada configuração de umbilical. Soluções baseadas no método de elementos finitos (FEM) são apresentadas por [19, 22]. Em [19], é descrita uma ferramenta computacional específica para análise das impedâncias deste tipo de cabo.

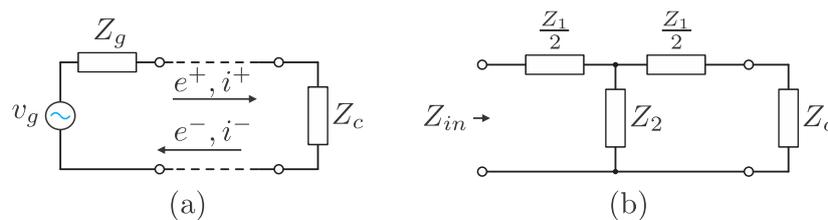
Figura 2.4: Detalhes sobre a estrutura de um umbilical de potência. Em (a) são ilustrados os caminhos (*loops*) formados entre camadas condutoras, pelos quais são extraídas as impedâncias em um cabo unipolar. Em (b) é ilustrado os capacitores que se formam entre camadas condutoras isoladas entre si.



2.1.3 Propagação de Ondas no Umbilical

Um sinal senoidal de tensão ou corrente possui três características importantes: amplitude, frequência e fase. Sabe-se que a impedância de qualquer bipolo linear em regime permanente é dada pela razão entre a tensão e corrente em seus terminais. Tomando como base um cabo ideal, uniforme e sem perdas, este pode conter ondas de tensão (e^+ , e^-) ou corrente (i^+ , i^-), se deslocando em ambas as direções [25], conforme ilustrado na Figura 2.5.

Figura 2.5: Detalhes sobre a propagação de sinais em linhas de transmissão. Em (a) uma linha ideal, sem perdas, enfatizando ondas de tensão e corrente que se propagam em ambas as direções e (b) uma seção de linha representada por um modelo com parâmetros concentrados.



Ondas ao serem introduzidas em uma extremidade da linha de transmissão (e^+ , i^+), demandam determinado tempo para se propagar até o outro extremo. Devido ao atraso existente, o sinal aplicado por um conversor no início da linha apresentará ou não alguma diferença de fase quando chegar na outra extremidade, dependendo diretamente de seu comprimento. O valor instantâneo em um ponto genérico, é resultante da soma das ondas que se propagam pelo meio, então a impedância pode ser escrita como [26]:

$$Z_n = \frac{e_n^+ + e_n^-}{i_n^+ + i_n^-} \quad (2.4)$$

Ao atingir os terminais da carga, dependendo da característica desta, a onda será refletida total o parcialmente caso haja uma descontinuidade ou descasamento de impe-



dância. Então, haverá uma onda deslocando-se em sentido contrário (e^- , i^-). No entanto, quando a linha é terminada por uma carga (Z_C), com propriedades que coincidem com o valor particular, denominado impedância característica (Z_0), não haverá reflexões, a impedância vista nos terminais de entrada será constante para um sinal alternado de qualquer frequência, independente do comprimento da linha. Em caso contrário, a reflexão será parcial ou total. A variável que quantifica este fenômeno é conhecida como coeficiente de reflexão k_r , definido por:

$$k_r = \frac{Z_C - Z_0}{Z_C + Z_0} \quad (2.5)$$

Em circuitos elétricos de parâmetros concentrados, simétricos como apresenta a Figura 2.5 (b), existe também um valor único para Z_C , no qual se obtêm a igualdade $Z_{in} = Z_C$. Tal condição é válida para qualquer quantidade de seções idênticas conectadas em cascata [25]. A impedância característica é definida matematicamente como:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.6)$$

onde: R é a resistência, L a indutância, C a capacitância e G a condutância do cabo por unidade de comprimento. Outra grandeza importante no estudo de linhas de transmissão é a constante de propagação do meio definida por:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.7)$$

A parte real da constante de propagação é denominada como coeficiente de atenuação (α) dos sinais, enquanto que a parte imaginária é definida como constante de fase (β), a qual é relacionada ao deslocamento de fase dos sinais de tensões e correntes ao longo da linha.

A impedância vista nos terminais de entrada (Z_{in}), em função da carga Z_C , deduzida a partir das equações diferenciais que regem o comportamento do sistema [26, 25], é dada por:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_C + Z_0 \tanh(\gamma \ell)}{Z_0 + Z_C \tanh(\gamma \ell)} \quad (2.8)$$

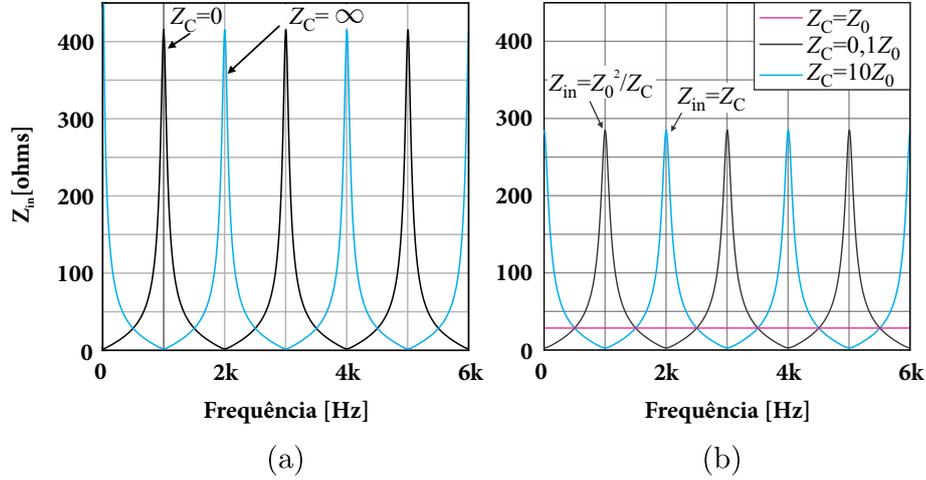
onde: ℓ representa o comprimento. Se a impedância da carga for nula (curto-circuito) ou infinita (em aberto), então a Eq. 2.8 se reduz a:

$$\begin{aligned} Z_{in} \Big|_{Z_C=0} &= Z_0 \tanh(\gamma \ell) \\ Z_{in} \Big|_{Z_C=\infty} &= Z_0 \coth(\gamma \ell) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Na Figura 2.6 (a), são apresentadas as respostas em frequência para uma linha de transmissão ideal com parâmetros (RLC) constantes, considerando a terminação em aberto ($Z_C = \infty$) e em curto circuito ($Z_C = 0$).



Figura 2.6: Resposta em frequência da impedância de entrada de uma linha de transmissão ideal para diferentes terminações de carga. Em (a) com terminação em aberto ($Z_C = \infty$) e curto-circuito ($Z_C = 0$), com: $R_{cb} = 0,196 \Omega$, $C_{cb} = 0,438 \mu F$, $L = 356 \mu H$. Em (b) diferentes condições de carga, fazendo $R=0$ para destacar a relação de impedâncias existentes.



A distância sobre a qual uma onda senoidal percorre em um ciclo define o comprimento de onda (λ), sendo inversamente proporcional à frequência. Em frequências abaixo de $\lambda/4$, para $Z_C = \infty$, por exemplo, a linha se comporta como um capacitor, ou seja, em frequências muito baixas, em particular quando ($f \approx 0$), o comportamento assemelha-se a dois condutores paralelos, apresentando alta impedância que decresce com o aumento da frequência e, portanto a tensão é máxima e a corrente mínima. Ao contrário, quando $Z_C = 0$ a linha se comporta como um indutor de modo que a impedância aumenta em função da frequência, em particular, quando ($f \approx 0$), quem determina a impedância são as resistências. Com o aumento da frequência o comportamento muda constantemente a cada período de $\lambda/4$. Logo, é bem conhecido pela literatura que, por exemplo, uma linha com terminação em aberto reflete um curto circuito na entrada para múltiplos ímpares de $\lambda/4$ [27], onde cada ponto de ressonância ocorre aproximadamente em:

$$f_r = \frac{1}{4\ell\sqrt{LC}} \quad (2.10)$$

De outro ponto de vista, em circuitos LC ocorrem ressonâncias série ou paralelas, onde a magnitude da impedância vista na entrada do circuito passa respectivamente por pontos de mínimo ou máximo em determinadas frequências onde as ressonâncias ocorrem. Logo, a linha de transmissão ideal pode ser vista como um conjunto infinito de circuitos LC .

Seções com comprimento de um quarto ou de meia onda em linhas de baixas perdas atuam como transformadores de impedância [25]. Assim, em seções de meia onda a relação de transformação é unitária, enquanto que seções com comprimento um quarto de onda



seguem a relação expressa por 2.11.

$$Z_{\text{in}} = \frac{Z_0^2}{Z_C} \quad (2.11)$$

Este fenômeno pode ser visualizado conforme ilustra a Figura 2.6 (b), onde a resistência foi anulada (linha sem perdas $R = 0$) e o único parâmetro que amortece o sistema é Z_C . No entanto, em virtude da extensão da linha, das perdas resistivas e sua dependência da frequência, a relação apresentada na eq. 2.11 sofrerá uma considerável atenuação. Nota-se também na Figura 2.6 (b), que quando $Z_C = Z_0$, a impedância se mantém constante.

Em transmissão de sinais de rádio frequência é comum utilizar cargas (antenas) que possibilitem o casamento de impedâncias e minimizem o surgimento de ondas estacionárias (reflexões). No entanto, para o campo de pesquisa associado ao escopo deste trabalho, exceto em casos de coincidência e uma faixa de frequências muito restrita, a condição $Z_C = Z_0$ nunca é satisfeita, haja visto que a carga é variável, como um motor ou outros tipos dispositivos, os quais apresentam impedância distinta ou variam com potência processada. Além disso, é bem conhecido que conversores comutados tendem a inserir uma grande quantidade de componentes espectrais no sinal de potência transmitido, estando sujeitos a excitar as ressonâncias naturais do cabo.

A extensão da linha é um fator importante no desenvolvimento de projetos de acionamento a longa distância. Em geral, linhas curtas apresentam ressonâncias em frequências mais elevadas, enquanto que linhas longas têm ressonâncias em frequências mais baixas. Por outro lado, linha curtas tem menor resistência, logo terão pontos de ressonâncias menos amortecidos.

Por fim, é importante destacar que a ressonância do sistema é dada não somente pelas características do cabo, mas depende também de outros elementos presentes numa determinada aplicação. O uso de transformadores elevadores permite reduzir a amplitude das correntes no cabo, possibilitando transmitir energia com menores perdas. Por outro lado, estes dispositivos modificam a resposta em frequência do sistema, sendo comum a ocorrência de ressonâncias em frequências inferiores à do próprio cabo [27].

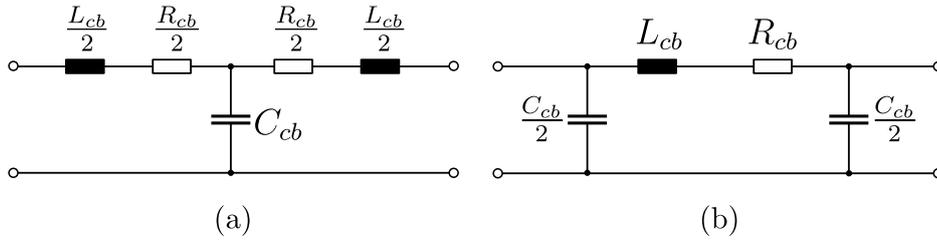
2.1.4 Modelo Elétrico Equivalente

A correta representação de oscilações e dinâmicas em sistemas de transmissão depende de modelos para representar a linha de transmissão. Neste sentido, os modelos baseados em ondas viajantes e parâmetros distribuídos são bem conhecidos na literatura. No entanto, tais modelos não possuem um circuito elétrico equivalente factível em um emulador, assim como, não são compatíveis com a representação em espaço de estados, muito útil para avaliar dinâmicas de pequenos sinais e a estabilidade através de autovalores [28].



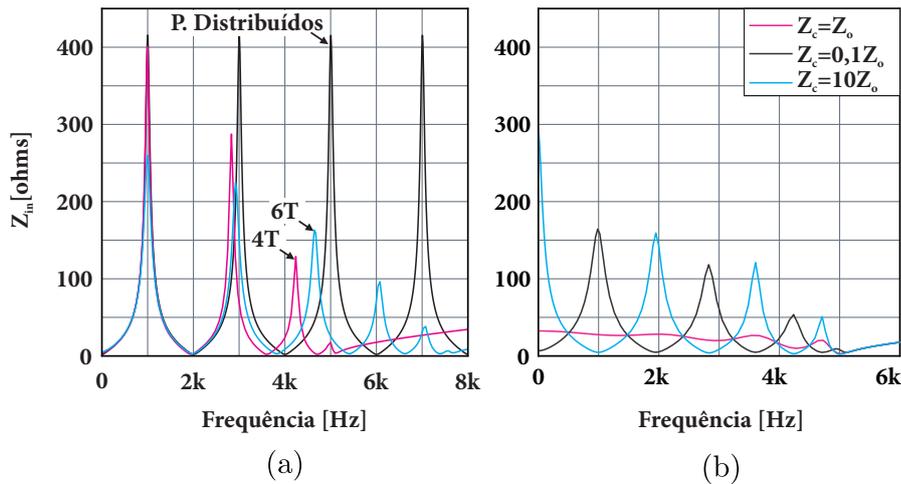
Por outro lado, modelos com parâmetros concentrados são representados por redes de elementos passivos e utilizam parâmetros constantes, possibilitando sua construção física. Na Figura 2.7, são apresentados os modelos mais usuais de parâmetros concentrados, constituídos por seções π ou T .

Figura 2.7: Modelos de linhas de Transmissão com parâmetros concentrados. Em (a) Modelo T equivalente e (b) Modelo π equivalente.



Apesar de serem facilmente descritos por circuitos elétricos equivalentes ou através de matrizes em espaço de estados, estes modelos são insuficientes na representação de parâmetros que variam com a frequência, os quais são fundamentais para descrever o amortecimento das ressonâncias em alta frequência presentes no modelo do cabo [28]. Como destacado em [21, 28], uma grande quantidade de seções não se traduz necessariamente na melhoria de precisão do modelo. Observando a Figura 2.8, nota-se que o aumento do número de seções incrementa os pontos de ressonância, mas a ocorrência destas ainda diferem-se de frequências múltiplas de $\lambda/4$.

Figura 2.8: Resposta em frequência da impedância de um umbilical de 20 km. Em (a) com a saída em curto-circuito utilizando como referência o modelo de parâmetros distribuídos e coeficientes constantes em comparação com modelos concentrados de quatro e seis seções T . Em (b) com diferentes condições de carga. Parâmetros: $R_{cb} = 0,196 \Omega$, $C_{cb} = 0,438 \mu\text{F}$, $L = 356 \mu\text{H}$.



Utilizando a metodologia proposta em [29], a frequência máxima ($f_{c,\max}$) que este tipo de modelo é capaz de representar é dada por:

$$f_{c,\max} = \frac{N_{secoes}}{8l_{cb}\sqrt{L_{cb}C_{cb}}} \quad (2.12)$$

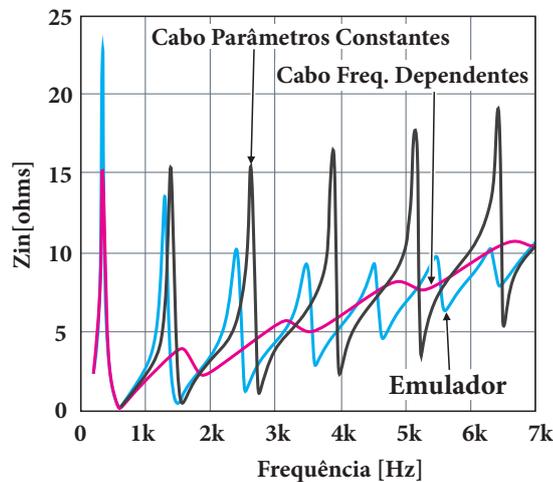


onde N_{secoes} é o número de seções equivalentes, ℓ_{cb} é o comprimento do cabo em km, L_{cb} e C_{cb} são respectivamente a indutância e a capacitância por unidade de comprimento.

Efetuada o cálculo para as curvas com 4 e 6 seções da Figura 2.8 (a), obtêm-se respectivamente 2 e 3 kHz. Com isso, nota-se aparentemente que a equação 2.12 garante a precisão do modelo enquanto suas respectivas curvas caminham junto com as do modelo distribuído. Observando a Figura 2.8 (b), considerando o melhor caso ($Z_C = Z_0$), nota-se que após 2 kHz a impedância apresenta maiores oscilações, enquanto que deveria ser constante em todo o espectro de frequências apresentado, tal como na Figura 2.6 (b).

Na referência [2], foram usadas dez seções para avaliar sistemas práticos de acionamento com até 50 km. No entanto, na referência supracitada, não foi apontada modificação visando qualquer melhoria do modelo de parâmetros concentrados de tal forma a se considerarem variações paramétricas decorrentes do efeito pelicular. Como destacado em [2], o emulador acaba sendo conservador, haja visto que as ressonâncias, neste caso, têm maior amplitude se comparadas com as de um modelo de parâmetros que variam perante a frequência, conforme ilustra a Figura 2.9.

Figura 2.9: Resposta em frequência do sistema de acionamento Statoil - ABB. Além do cabo são considerados os transformadores que fazem parte do processo de conversão e acionamento. O comparativo entre modelos de linha de transmissão mostra o comportamento em frequência do emulador passivo de linhas de transmissão, inserido ao sistema.



Fonte: [2].

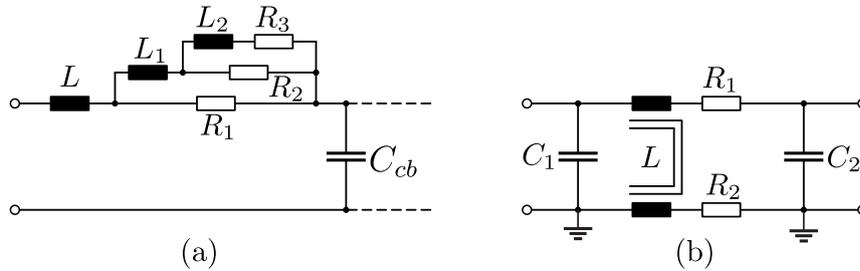
Por outro lado, em [28] é apontada a possibilidade de se obter bons resultados utilizando um número menor de seções com o uso associações de redes RL como será visto na seção seguinte. Portanto, estudos neste aspecto, representam uma contribuição perante o desenvolvimento de novos emuladores, de modo a tornar o processo de emulação mais realista. Um dos objetivos é encontrar alguma maneira de fazer com que um conversor ativo consiga emular uma resistência que aumenta com a frequência, considerando assim os efeitos pelicular e de proximidade, tal como ocorre em qualquer condutor, variando sua impedância como ilustrado anteriormente na Figura 2.3.



2.1.5 Efeito Pelicular

O efeito pelicular é caracterizado por uma redução da área efetiva do condutor. Na literatura tem sido utilizado um método para aumentar a precisão do modelo de parâmetros concentrados, buscando representar no domínio do tempo, as variações decorrentes do efeito pelicular. Para isso, são utilizadas redes de impedância ($R-L$) associadas de tal modo que se consiga a impedância longitudinal desejada [30, 31, 32], conforme a ilustração da Figura 2.10 (a). Trabalhos recentes envolvendo modelo de cabos [33] têm reportado também a possibilidade de considerar um indutor acoplado, como ilustrado na Figura 2.10 (b), apresentando uma melhoria no modelo de parâmetros concentrados tradicional.

Figura 2.10: Exemplos de redes utilizadas para correção do desvio ocasionado pelo efeito pelicular. Em (a) utilizando redes RL. Em (b) utilizando um indutor acoplado.



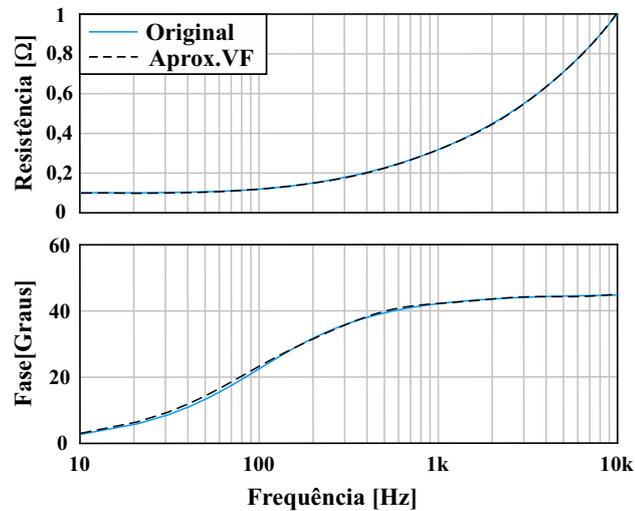
Na literatura, existe um algoritmo denominado *vector fitting* [34], desenvolvido especificamente para realizar aproximação por meio de funções racionais de dados tabelados no domínio da frequência ou a partir de diagramas de Bode. Neste sentido, é possível obter uma aproximação mais precisa da resposta em frequência da impedância de entrada do cabo, gerando alguma função de transferência, a qual poderia ser implementadas em um conversor por meio de técnicas de controle específicas.

Em [28], é feito um estudo comparativo entre a quantidade de seções concentradas e o número de redes necessárias para aumentar a precisão do modelo em uma determinada faixa de frequência. Utilizando *vector fitting* notou-se que uma boa aproximação é obtida com oito polos ($N=8$) para descrever a eq. 2.3 até uma faixa de 10 kHz através de funções racionais descritas na forma da soma de frações parciais:

$$f(s) \approx \sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - a_m} + d + se \quad (2.13)$$

O resultado da aproximação é ilustrado na Figura 2.11. Reduzindo a um número menor de polos houve um maior desvio principalmente na aproximação da fase.

Figura 2.11: Aproximação da impedância interna de um cabo usando *vector fitting*. Foram utilizados oito polos para fazer a aproximação.



2.2 Proposta de Emulador Híbrido para Umbilicais

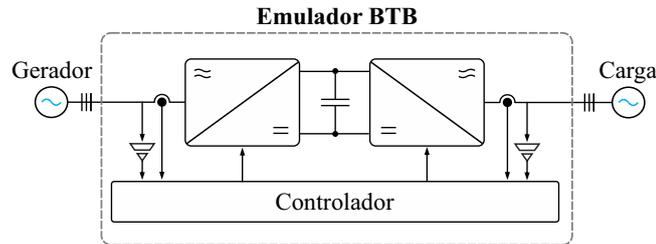
2.2.1 Conceito e Definição Topológica

Apesar da existência de alguns trabalhos relevantes sobre emuladores de linhas de transmissão e cabos de potência, ainda são encontrados poucos conceitos com o foco voltado para emuladores ativos, principalmente quando aplicados em linhas de média tensão. Na referência [16] é proposto um emulador de linhas de transmissão chamado de HTB (*hardware test bed*), o qual utiliza um sistema de conversores na configuração BTB (*back-to-back*), tal como ilustra a Figura 2.12. O mesmo conceito foi utilizado recentemente por [35]. Estruturas na configuração BTB, apesar de serem muito utilizadas em várias aplicações dentro da eletrônica de potência, estão sujeitas a limitações quando aplicadas em média e alta tensão, visto que a comutação dos semicondutores de alta tensão é relativamente lenta, estando sujeitos também a elevadas perdas. Por este motivo, emuladores que utilizam esse tipo de estrutura ficam limitados em emular sistemas em escala ou ainda consideram apenas a componente fundamental da rede, desprezando fenômenos elétricos gerados por componentes espectrais em frequências mais elevadas, como reportado em [16]. Além disso, o desafio torna-se maior quando tanto a amplitude e a frequência do sinal transmitido são variáveis, como acontece quando a carga é uma máquina elétrica submetida a uma rampa de partida, posto que os conversores terão que sintetizar amplas variações nas tensões e correntes considerando ainda mudanças em tempo real da frequência fundamental do gerador.

Para contornar essas limitações oriundas da configuração BTB, a estrutura proposta neste trabalho utiliza como base o mesmo conceito de emuladores passivos apresentado em [2], formada pelo cascadeamento de seções com parâmetros concentrados. Contudo, emular todos os componentes do modelo equivalente também se torna desafia-

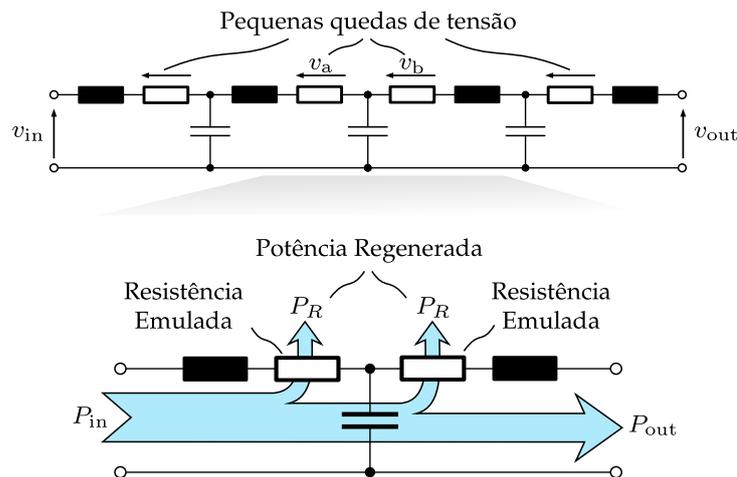


Figura 2.12: Conceito de emulador ativo utilizando um sistema BTB.



dor, devido à elevada circulação de correntes (centenas de amperes), tornando ainda mais desafiador por exemplo, sintetizar indutâncias constantes em todo o espectro de frequências de interesse. Portanto, o emulador proposto é formado por uma estrutura híbrida, conforme ilustra a Figura 2.13, onde as resistências passivas do modelo são substituídas por um arranjo de conversores capaz de emular as quedas de tensão no cabo de maneira ativa, afim de regenerar a maior parte da energia perdida em emuladores passivos, visando também conservar o espectro de interesse. Neste sentido, é evidente que quanto menor é a tensão de trabalho do semiconductor, melhores são suas características de condução e comutação, principalmente as modernas tecnologias baseadas em nitreto de gálio (GaN). Assim, os conversores podem ser alocados conforme a Figura 2.14. Destaca-se a importância de mantê-los próximos entre si, com o objetivo de reduzir a tensão de modo comum entre ambos.

Figura 2.13: Conceito do emulador híbrido proposto e o diagrama de perdas em uma seção T equivalente.

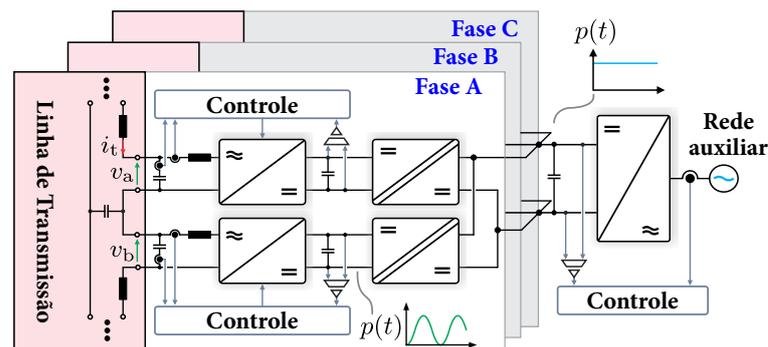


Observando a Figura 2.14, é interessante notar que as quedas de tensão (v_a e/ou v_b), estabelecidas em meio ao circuito equivalente da linha, têm magnitude inferior quando comparado com as tensões no início e fim da linha de transmissão v_{in} e v_{out} . Como as correntes envolvidas nesse sistema geralmente podem chegar a ordem de centenas de amperes, estima-se que v_a e v_b estejam sempre limitadas a uma faixa de tensão que permita utilizar conversores eletrônicos com semicondutores de baixa tensão e boa condutividade.



O objetivo final é fazer de cada seção de linha, um módulo emulador independente, que pode ser combinado formando arranjos de acordo com os requisitos do sistema sob testes, impondo as quedas de tensões v_a e v_b com base na corrente que circula através de cada conversor. Vale destacar que as quedas de tensões sobre as resistências emuladas dependem diretamente da potência drenada e toda a corrente de carga circulará pelos conversores, os quais devem ter estrutura otimizada para operar sob tais condições.

Figura 2.14: Estrutura de potência básica do emulador regenerativo proposto com detalhes do fluxo de potência.



A estrutura do emulador é especificada para testes em regime permanente. Em condições incomuns, como por exemplo, curto-circuitos ou alguma outra falta que venha a ocasionar uma sobrecarga, estima-se neste caso, que toda energia seja desviada por um circuito de *by-pass*, garantindo a preservação do estágio de potência. Neste sentido, surgem alguns desafios em termos de proteção para que todo conjunto opere com a segurança necessária.

Considerando uma estrutura híbrida, os elementos passivos (indutores e capacitores) ficam responsáveis pelas características dinâmicas da linha, enquanto que o papel dos conversores limita-se a drenar uma parcela de potência ativa, atuando como uma resistência pura. Logo, é preciso garantir que a impedância de entrada dos conversores empregados nesta função, tenha característica resistiva predominante para permitir a reprodução dos efeitos espectrais de interesse presentes na linha de transmissão.

A impedância equivalente dos retificadores é diretamente dependente da malha de controle do conversor. Assim, é essencial a utilização de técnicas de controle que favoreçam a operação com o comportamento de uma resistência, vista pelos demais elementos da linha de transmissão. Cada retificador possui um barramento de tensão CC do qual é extraída a parcela de energia relativa à energia absorvida pela resistência emulada. Como ambos os barramentos estão alocados em pontos diferentes, um estágio conversor CC-CC isolado em alta frequência é necessário, criando um barramento que concentre a energia, facilitando a regeneração para rede principal.

Com relação ao estágio CC-CC isolado, busca-se por estruturas que operem com fluxo de potência bidirecional, possibilitando o controle do barramento CC de cada um dos

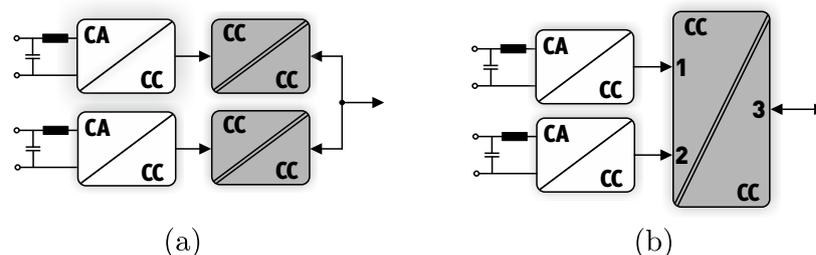


retificadores através do estágio inversor, ou a pré-carga dos barramentos durante a partida do sistemas utilizando a rede auxiliar. Assim, a intenção é fazer com que o estágio CC-CC atue como um transformador isolador CC-CC operando em alta frequência. Na literatura, são encontrados diversos trabalhos que contemplam conversores CC-CC isolados. As topologias mais atrativas são derivadas do conversor em ponte completa "*Dual Active Bridge*" (DAB) [36, 37] ou ainda da categoria dos ressonantes, onde destaca-se o conversor série ressonante (*Serie Resonant Converter* - SRC) [38, 39, 40].

A escolha entre as topologias citadas é diretamente ligada às necessidades de projeto. Por exemplo, o DAB tem vantagem em situações em que se deseja controlar a tensão de saída e o fluxo de potência através do estágio CC-CC [41], ou ainda, em aplicações nas quais os níveis de corrente inviabilizam o uso de capacitores ligados em série com o transformador [42, 43]. Contudo, é necessário utilizar alguma técnica de controle para proteger o transformador de uma eventual saturação, conforme discutido em [44]. Por outro lado, o conversor SRC operando com frequência fixa na região da ressonância, torna-se mais atrativo neste caso, uma vez que o processo de modulação é mais simples comparado ao DAB, as formas de onda têm formato quase senoidal, possibilitando comutação suave nos semicondutores em toda a faixa de carga, reduzindo assim, a complexidade de sua implementação. Quando opera na região da ressonância o ganho de conversão é próximo à unidade, exceto pelas perdas do próprio conversor. O SRC, operando com frequência fixa na região da ressonância tem sido conhecido na literatura como "transformador CC-CC" [41].

Na escolha de conversores CC-CC surgem duas vertentes que podem ser avaliadas. Ambas as configurações são apresentadas na Figura 2.15. Na proposta (a), tem-se dois estágios CC-CC independentes, sendo um para cada retificador. Como alternativa, na configuração (b), existe a possibilidade da utilização de um conversor multiportas [36, 45, 46, 47]. Conversores multiportas têm sido estudados principalmente em aplicações voltadas para integração entre fontes de energias renováveis e transformadores de estado sólido (SST) [41, 48].

Figura 2.15: Possibilidades de implementação dos conversores CC-CC. Em (a) utilizando conversores tradicionais com apenas duas portas, e em (b) utilizando conversores cc-cc multiportas, possibilitando maior compactação, porém com aumento na complexidade de projeto do conversor.



Dentre as duas configurações apresentadas, é possível afirmar que a configuração



(a) é a mais simples de ser implementada, já que são utilizados conversores convencionais com apenas duas portas. Já a opção (b) é a que apresenta menor número de componentes, tendo em vista que é utilizado apenas um transformador, formando uma estrutura única que concentra o fluxo de energia oriunda dos retificadores. Por outro lado, o transformador tem maior complexidade e, obviamente a potência na porta 3 será a soma das demais. Logo, ambas as possibilidades podem ser melhor avaliadas em cada aplicação. Por questões de simplicidade no projeto do emulador, optou-se por estudar a opção (a).

Supondo que cada retificador opere com fator de potência unitário, com tensão e corrente senoidais e em fase, então a potência instantânea consumida por cada retificador ($P_{in}(t)$) será igual a:

$$P_{in}(t) = V_p I_p \sin^2(\omega t), \quad (2.14)$$

ou alternativamente:

$$P_{in}(t) = V_p I_p \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\omega t) \right], \quad (2.15)$$

onde V_p e I_p são a tensão e corrente de pico na entrada de cada retificador e ω é a frequência angular destes sinais.

Admitindo que o retificador tem baixas perdas, toda a potência de entrada será entregue ao seu respectivo barramento CC. Portanto, conforme a eq. 2.15, no lado CC a potência possui uma parcela constante, enquanto que a outra é variável com o dobro da frequência da linha. Se o estágio CC-CC operar com potência constante, então é necessário acrescentar ao barramento um capacitor com valor significativo que possibilite armazenar temporariamente a parcela oscilatória contida em $P_{in}(t)$. A energia armazenada em um capacitor ideal é definida por:

$$E_C(t) = \frac{1}{2} C [v_C]^2. \quad (2.16)$$

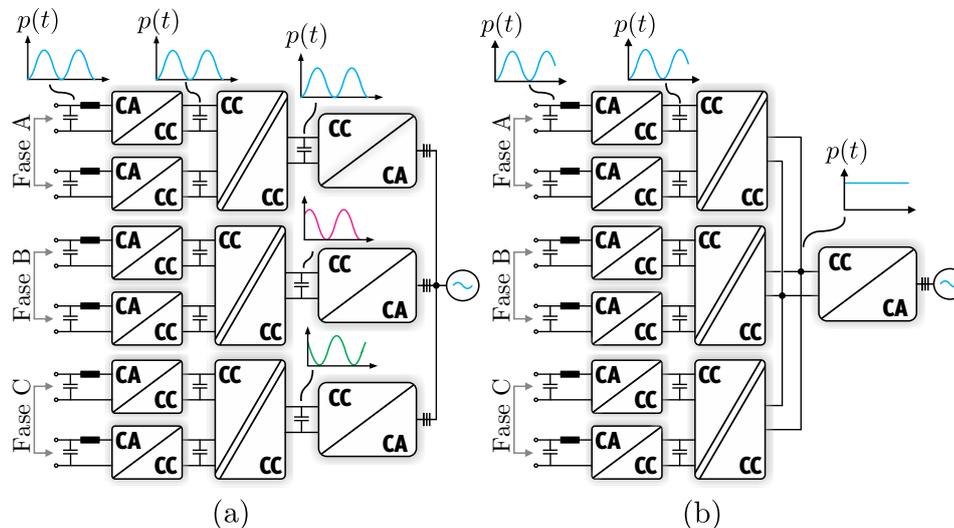
A potência instantânea no capacitor $P_C(t)$ é dada pela taxa de variação da energia no tempo, a qual é relacionada com a diferença entre $P_{in}(t)$ e a potência entregue ao inversor através do estágio CC-CC $P_0(t)$, ou seja:

$$P_C(t) = \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} C v_C^2 \right] = V_p I_p \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\omega t) \right] - P_0(t). \quad (2.17)$$

Quando $P_{in}(t)$ se torna maior que $P_0(t)$ o excesso de energia é armazenado no capacitor e a tensão aumenta. O contrário acontece quando $P_{in}(t)$ é menor que $P_0(t)$. Desta forma, o capacitor é dimensionado para conter a oscilação de tensão em níveis pré-definidos. Porém, é importante notar que quando o emulador for aplicado no acionamento de uma máquina, essa oscilação de potência terá frequência variável durante a partida ou em casos onde ocorra a variação de velocidade. Além disso, é importante considerar a presença de outras componentes em frequência, as quais gerarão efeitos, talvez relevantes.

Em sistemas de alta potência, como de tração elétrica, usualmente utiliza-se um circuito passivo sintonizado para atenuar a oscilação [49], uma solução volumosa e ine-

Figura 2.16: Possibilidades construtivas para os estágios de conversão do emulador. Em (a) versão modular independente por fase. Em (b) modular com fluxo de potência unificado no barramento do inversor.



eficiente, conforme reportado em [38]. Outra possibilidade para minimizar o valor da capacitância consiste em utilizar um filtro ativo (também chamado capacitor ativo) em paralelo com o capacitor, conforme discutido em [50, 51]. Por fim, a possibilidade mais atrativa utilizada recentemente em transformadores de estado sólido (SST) [38], consiste em deslocar toda a oscilação de potência através do estágio CC-CC, ou seja, fazer com que o conversor CC drene uma potência igual à potência entregue ao barramento pelo retificador, simplificando a equação 2.17 e consequentemente a necessidade de capacitores volumosos neste lado do barramento. Porém, a oscilação de potência se reflete em um acréscimo das perdas no estágio CC-CC.

Na literatura, existem alguns trabalhos que sugerem técnicas de controle dedicadas à sincronização de potência (*feedforward*) quando se utiliza a topologia DAB tradicional [52, 53]. Com essa estratégia, atua-se inserindo a perturbação gerada pela oscilação de potência na malha de controle, modulando a razão cíclica do conversor de modo com que seja transferida para o lado da carga. Por outro lado, um conversor série ressonante é capaz de realizar esta função de acoplar ambos os barramentos naturalmente, sem a necessidade de uma ação de controle adicional. Além disso, conforme discutido em [38], o SRC apresenta menores perdas, sendo a solução altamente atrativa para operar como estágio CC-CC. Contudo, devido à necessidade de elevar significativamente a tensão de barramento dos estágios retificadores para acoplar no lado CC do inversor, versões utilizando uma ponte de três níveis tornam-se uma solução interessante em relação à estrutura convencional desses conversores.

Em seguida, surgem duas possibilidades construtivas, ambas ilustradas na Figura 2.16. A primeira opção, ilustrada na 2.16(a), consiste numa estrutura completamente modular. São utilizados três estágios de conversão independentes para cada fase. Com



isso, a oscilação se propaga através do estágio CC-CC e ambos os barramentos compartilham a mesma ondulação, possibilitando ter certa influência entre o dimensionamento dos capacitores e a quantidade de oscilação de potência que flui através do estágio CC-CC, conforme reportado em [38].

As tensões não precisam ser necessariamente constantes. No entanto, se faz necessário utilizar algum método para que a variação de tensão não influencie a malha de controle do barramento do conversor, posto que a presença de ondulações no barramento, se não tratadas corretamente, podem ser refletidas em distorções nas correntes injetadas na rede auxiliar. Na literatura, é comum o uso de um filtro rejeita faixa (*notch*) sintonizado na frequência da oscilação [54]. A rejeição de componentes em múltiplas frequências pode ser obtida com o emprego de um filtro média móvel [55]. No entanto, isso se torna crítico quando a frequência desta ondulação é variável. Além disso, nesta arquitetura são necessários três inversores independentes, aumentando o número de conversores. Portanto, conforme [38], esta estrutura é inviável por não ter um barramento CC comum como na Figura 2.16 (b), pagando-se um alto preço para obter questionável benefício.

Por fim, a segunda opção (Figura 2.16 (b)), consiste em interligar a saída de cada estágio CC-CC, formando um barramento comum, o qual alimenta um único estágio inversor, minimizando o número de conversores na estrutura. Assim, considerando que cada retificador opera com fator de potência unitário, com as três fases balanceadas e, desprezando qualquer perda de potência nos elementos dos conversores, é possível obter potência constante no barramento do inversor ($P_t = P_a + P_b + P_c$), ou ainda:

$$V_p I_p \left[\sin^2(\theta) + \sin^2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin^2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] = \frac{3}{2} V_p I_p. \quad (2.18)$$

Portanto, essa é considerada a maior vantagem em deixar oscilar o fluxo de potência no estágio CC-CC [38], reduzindo a necessidade de capacitores volumosos no barramento dos retificadores e gerando potência constante no lado CC do inversor.

Por fim, o inversor é destinado a controlar tanto as correntes injetadas na rede como também a tensão do barramento CC. Considerando um conversor CC-CC bidirecional isolado e com ganho unitário, estima-se que, por consequência do controle do barramento CC, as tensões das demais portas do conversor sejam automaticamente controladas. Desta forma, o barramento de cada retificador é controlado pelo inversor, o qual é visto como uma fonte de tensão para os retificadores, dispensando o controle da tensão CC por esses estágios, restando apenas o controle de balanço em casos onde seja utilizado retificadores multiníveis com barramento dividido, além do controle da corrente de entrada no lado CA. A utilização de conversores ressonantes simplifica significativamente a implementação da estrutura por operar com razão cíclica e frequência fixa.



2.2.2 Considerações Construtivas

Dada a aplicação do emulador e a considerável magnitude das tensões e correntes, assim como o conteúdo harmônico fluindo pelo circuito, alguns cuidados devem ser tomados em termos construtivos. Na literatura [2, 56], ainda são encontrados poucos detalhes sobre emuladores em tamanho real. Algumas considerações de projeto utilizadas na concepção proposta por estes trabalhos podem ser tomadas como referência no desenvolvimento da versão híbrida deste equipamento, conceitos válidos especialmente se o interesse for voltado para emuladores em grande escala. Em [56] são apresentados alguns detalhes construtivos, dentre os quais destacam-se:

- **Indutores:** são construídos com núcleos a ar por possibilitar valores estáveis ao longo de toda a faixa de frequências de interesse. Este tipo de construção leva a dimensões consideravelmente maiores comparada ao uso de algum material magnético para compor o núcleo, porém evita-se maiores problemas relacionados a saturação de materiais magnéticos. Na construção, também podem ser consideradas derivações (taps) que possibilitam ter alguma flexibilidade na configuração da indutância necessária para representar cada cenário.
- **Capacitores:** são do tipo *fuseless*, de uso comum em subestações de eletricidade, os quais possibilitam obter o valor necessário para representar cada seção. Dada a elevada tensão de regime e a corrente associada com a saída do VSC, não há muitas opções. Os capacitores estão sujeitos a operar em meio ao conteúdo harmônico crítico devido às ressonâncias.
- **Resistências:** Considerando o emulador passivo, em [56] são utilizados resistores construídos com aço inoxidável, tendo características específicas da aplicação. Também foram incluídas derivações que possibilitam a configuração da resistência permitindo o ajuste da atenuação das ressonâncias para diferentes comprimentos de cabo. No emulador ativo aqui proposto, os resistores são substituídos por conversores estáticos. No entanto, estima-se ser necessário alguns resistores passivos de modo a possibilitar o desvio da energia em casos de falta ou alguma eventual anomalia.
- **Circuitos de proteção:** Como reportado em [56] na grande maioria das aplicações os capacitores oferecem risco elevado de falhas. O circuito de proteção deve monitorar e proteger os elementos em cada seção do emulador. É importante garantir a descarga dos capacitores em caso de desligamento ou de alguma eventual emergência. Em [56], nas terminações do emulador foram instalados contadores a vácuo, possibilitando a descarga por meio destes.



2.3 Conclusão

Neste capítulo foram discutidos os principais conceitos e desafios envolvidos na concepção de um emulador ativo de umbilicais submarinos. Deste modo, buscou-se esclarecer as necessidades de projeto e as soluções encontradas.

Inicialmente, foram apresentados os principais aspectos em torno dos umbilicais submarinos, onde são mostrados alguns detalhes da estrutura do cabo e seus princípios construtivos de modo a contextualizar e entender o que são cabos de potência submarinos. Neste sentido, com base na literatura, foram vistos alguns aspectos da resistência do condutor central e sua dependência perante a variação da frequência. Em seguida, buscou-se mostrar como os sinais elétricos gerados pelos conversores estáticos se comportam quando fluem através de um umbilical, o qual representa uma linha de transmissão. Desta forma, partindo de uma linha ideal, foram apresentados os modelos de elétricos com suas características e limitações.

A partir da revisão de literatura no que tange aos emuladores encontrados atualmente, foi proposto um emulador ativo híbrido baseado no modelo de parâmetros concentrados e utilizando seus respectivos elementos passivos, foi proposta a substituição das resistências do umbilical por conversores estáticos, os quais são destinados a emular pequenas quedas de tensão enquanto atuam com elevados níveis de corrente transmitida através da linha, sendo uma estrutura vantajosa em relação aos sistemas BTB que são obrigados, devido à tecnologia atual, a operar com frequências de comutação relativamente baixas, limitando-se tipicamente a emular apenas a componente fundamental do sinal transmitido pela linha de transmissão. Quanto a parte ativa do emulador, foi mostrado que entre as estruturas encontradas, a melhor opção é deslocar a oscilação de potência através do conversor CC-CC e somar a contribuição de cada fase para obter potência constante no lado do inversor, minimizando capacitores volumosos no barramento de baixa tensão de cada retificador. Neste sentido, pode-se concluir que a estrutura do emulador proposto assemelha-se, em alguns aspectos, com um transformador de estado sólido com três estágios de conversão [41, 38]. Entre as principais diferenças estão a entrada em baixa tensão e a flutuação de potência que na aplicação ao qual o emulador terá frequência variável, já que será destinada a emular um sistema de acionamento de máquinas onde a frequência do sinal transmitido sofre variações conforme a demanda de velocidade e potência consumida pela máquina.

Capítulo 3

Estágio Retificador

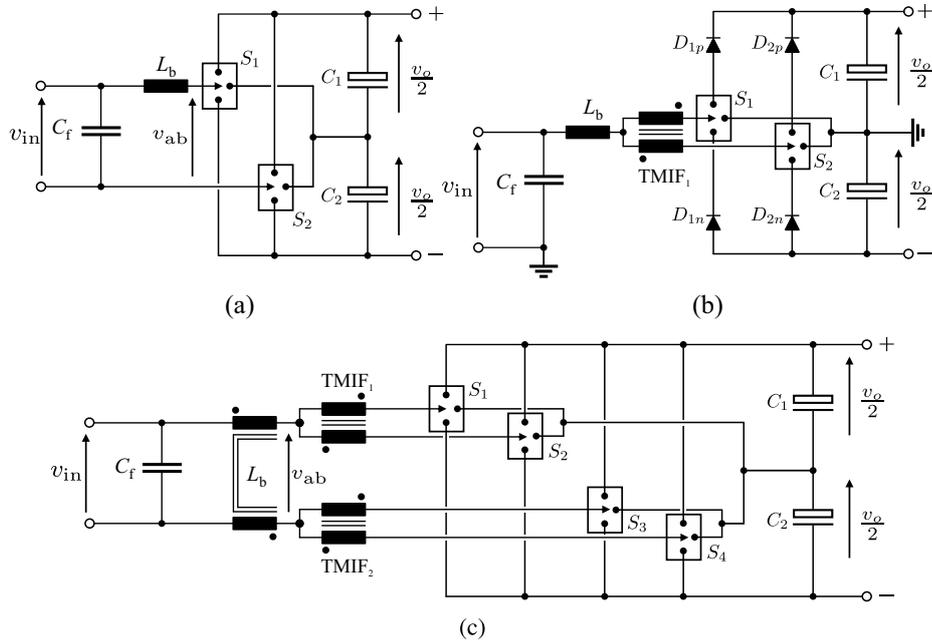
Neste capítulo são apresentados os principais conceitos que envolvem tanto a estrutura de potência quanto de controle do conversor destinado a emular as resistências do cabo no emulador de umbilicais proposto. Inicialmente busca-se apresentar as topologias de conversores monofásicos com maior potencial para operar nas condições estabelecidas, visando aquelas que reduzem a necessidade de filtros e apresentam o melhor desempenho possível. Em seguida, é feito um estudo detalhado sobre o conversor proposto. São discutidos aspectos de modelagem e questões de controle que envolvem este estágio de conversão. Por fim, é apresentada uma proposta de controle visando emular o efeito pelicular a partir da modificação na impedância de entrada equivalente do conversor.

3.1 Topologia

Tratando-se de retificadores monofásicos, existe uma ampla gama de topologias já consolidadas. Revisões de literatura sobre esta classe de conversores são encontradas em [57, 58]. Para obter ampla largura de banda, é inevitável a escolha de estruturas que possibilitem a construção de filtros usando componentes passivos com baixos valores. Conforme discutido em [59], o caminho é aumentar o número de níveis na tensão sintetizada nos terminais CA do conversor. Outra opção seria utilizar um filtro com mais estágios conectados em cascata, conforme discutido em [60], onde é projetado um filtro *LC* com dois estágios. Por outro lado, com isso aumenta-se a complexidade do controle da estrutura.

Conversores multiníveis apresentam melhor desempenho, reduzindo a necessidade de filtros se comparados com conversores dois níveis. Neste sentido, a escolha recai sobre conversores de três níveis [61], topologias baseadas em células de comutação de múltiplos estados [62, 63] ou ainda a integração de ambas. Perdas podem ser reduzidas com o emprego de estruturas que apresentem menor número de dispositivos conectados em série no caminho da corrente em uma mesma etapa de operação. Na Figura 3.1 são apresentadas as principais topologias de retificadores monofásicos multiníveis encontradas na literatura [59, 64].

Figura 3.1: Estrutura de potência de retificadores monofásicos multiníveis. Em (a) topologia de retificador Tipo-T com conexão diferencial. Em (b) topologia com transformador de interfase e (c) topologia Tipo-T interleaving com transformador de interfase.

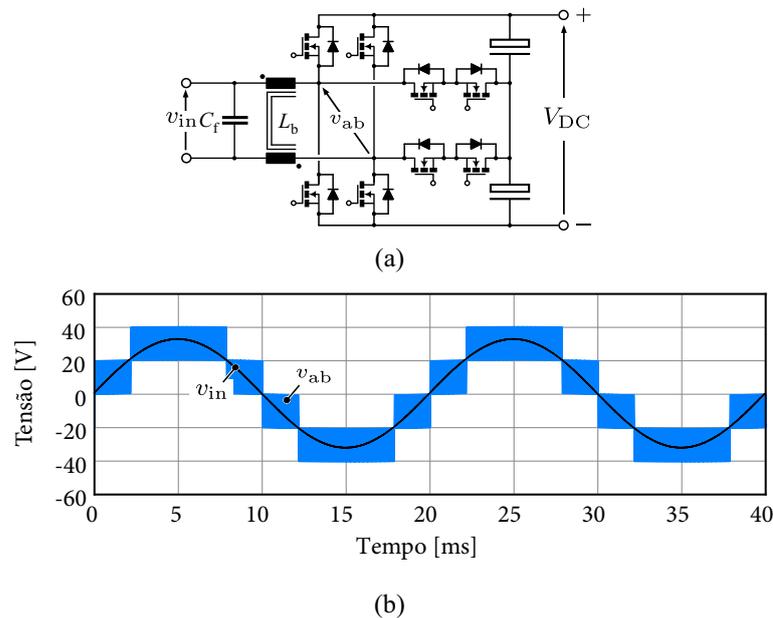


A Figura 3.1(a) tem como princípio a conexão diferencial de duas células e comutação de três níveis. Em conjunto, as chaves S_1, S_2 são capazes de selecionar os níveis de tensão $[-V_0, -V_0/2, 0, +V_0/2, +V_0]$. Com isso, a tensão v_{ab} apresenta cinco níveis, conforme ilustra a Figura 3.2. Na topologia apresentada pela Figura 3.1(b), a conexão entre cada conjunto de semicondutores e a entrada é feita através de indutores fortemente acoplados ($k_a \approx 1$), também conhecidos por transformadores de multi-interfase (TMIF) [62]. Esta topologia pode ser expandida por meio do aumento no número de derivações do TMIF e das células de comutação. Contudo, nota-se que a presença dos diodos na topologia (b) torna a estrutura unidirecional. Como o objetivo do retificador é sintetizar impedâncias, torna-se desejável o uso de topologias bidirecionais, de modo a evitar quaisquer possíveis distorções na passagem por zero [65].

Em um TMIF ideal, as correntes se distribuem em parcelas iguais com relação a cada derivação. Em geral, o acoplamento permite cancelar o fluxo médio, consequentemente reduz-se as perdas em alta frequência no núcleo destes elementos [66, 67]. Devido à operação intercalada, a frequência aparente resultante na corrente no indutor L_b aumenta, possibilitando o uso de filtros menores, em função da quantidade de células de comutação utilizadas [59].

Por outro lado, o aumento no número de células exige mais recursos tanto em termos de semicondutores quanto circuitos para acionamento. Além disso, apesar da significativa redução da ondulação de corrente com o incremento do intercalamento de conversores, destaca-se que para estruturas com mais de quatro células de comutação a redução já não é tão expressiva (menor que 10 %) [62]. Devido à complexidade relaci-

Figura 3.2: Principais características do retificador bidirecional Tipo-T com conexão diferencial. Em (a) a estrutura do conversor e (b) suas principais formas de ondas.



onada à construção de transformadores simétricos com múltiplos enrolamentos, a opção mais simples é o emprego de arranjos formados a partir de transformadores com apenas dois enrolamentos conforme discutido em [68]. Outra questão importante é a circulação de correntes transversais ou de modo diferencial, as quais aumentam significativamente em casos de desbalanceamento [66, 69]. Neste sentido é importante considerar um apropriado esquema de controle com o objetivo de fazer o balanceamento das correntes no TMIF e evitar a saturação. Maiores detalhes serão vistos nas seções seguintes.

A topologia apresentada 3.1(c) é uma composição das outras duas. Desta forma, é possível obter nove níveis na tensão v_{ab} , fazendo deste conversor a solução com características mais apropriadas para operar com elevados níveis de corrente enquanto minimiza o volume do filtro de entrada. Outra característica interessante desta estrutura é relacionada com componentes de modo comum, as quais são significativamente reduzidas devido à simetria do conversor e a presença dos dois transformadores de interfase.

Na referência [64], é feito um comparativo entre várias topologias de retificadores, onde é apresentada uma versão unidirecional da topologia da Figura 3.1(c), onde conclui-se que a mesma apresenta menores perdas em relação às demais, sendo uma opção atrativa para obter alta eficiência e redução de volume do filtro de entrada. Em sua versão trifásica há registros de rendimentos acima dos 99 % [70]. Contudo a topologia adotada, será a versão monofásica e bidirecional da estrutura na qual todos os diodos foram substituídos por semicondutores controlados.

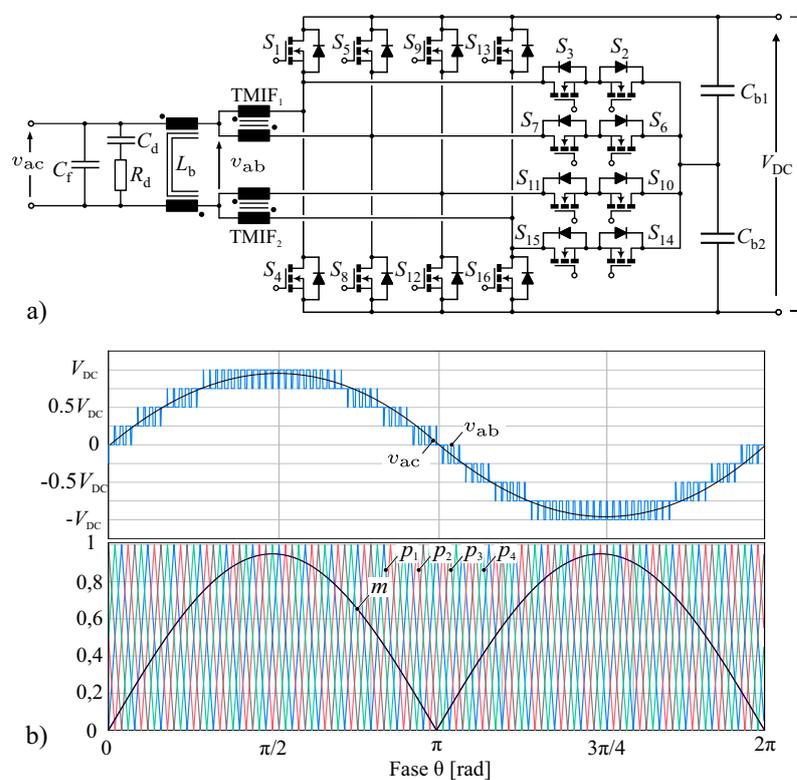
3.2 Retificador Multinível Tipo-T intercalado

3.2.1 Princípio de Operação

A estrutura do retificador multinível Tipo-T entrelaçado (*interleaving*) bidirecional é ilustrado na Figura 3.3(a), enquanto que na Figura 3.3(b) são apresentadas suas formas de onda elementares. Neste conversor, os semicondutores dispostos na horizontal [$S_1, S_4, S_5, S_8, S_9, S_{13}, S_{16}$] formam pares complementares com um dos dispositivos na vertical que se conectam ao ponto central do barramento [$S_3, S_2, S_7, S_6, S_{11}, S_{15}, S_{14}$]. Com isso, evita-se que os capacitores de saída C_{b1}, C_{b2} , carregados com tensão idealmente igual à metade da total do barramento, sejam colocados em condição de curto-circuito em qualquer instante.

Cada transformador de interfase realiza a função de um divisor de tensão indutivo. Desta forma, com o acionamento ordenado e sequencial de um ou mais semicondutores, a tensão v_{ab} é sintetizada de acordo com a Tabela 3.1. Observa-se que comparado aos conversores de dois níveis, a tensão na porta CA, v_{ac} e v_{ab} , têm valores relativamente próximos durante todo o período da componente fundamental de v_{ac} . Isto reduz a queda de tensão sobre o indutor e, conseqüentemente, a ondulação de fluxo magnético no mesmo.

Figura 3.3: Principais características do retificador bidirecional Tipo-T *interleaving*. Em (a) a estrutura do conversor e (b) as formas de onda sintetizadas incluindo detalhes da estratégia de modulação.





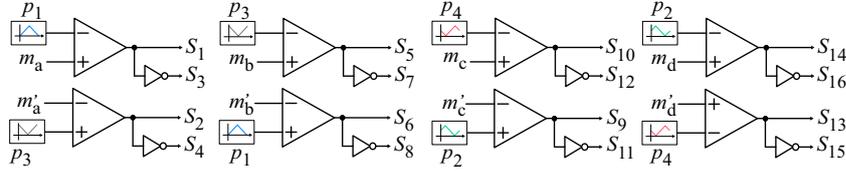
3.2.2 Estratégia de Modulação

Conforme a Figura 3.3(b), a modulação do conversor utiliza quatro portadoras $[p_1, p_2, p_3, p_4]$ defasadas em 90° entre si, como ilustradas no diagrama da Figura 3.4. O sinal de modulação é obtido através do módulo do sinal de controle, o qual é dividido em quatro parcelas $[m_a, m_b, m_c, m_d]$, devido à estratégia de controle de equilíbrio das correntes no TMIF. Desta forma, quando o conversor opera com tensão positiva na porta CA apenas os sinais modulantes $[m_a, m_b, m_c, m_d]$ recebem comandos, enquanto que os sinais com apóstrofo $[m'_a, m'_b, m'_c, m'_d]$ são mantidos com valor nulo. Desta forma, durante o semiciclo positivo os interruptores $[S_1, S_3, S_5, S_7, S_{10}, S_{12}, S_{14}, S_{16}]$ são acionados de acordo com o índice de modulação e os níveis da Tabela I. Com tensões negativas, esta lógica se inverte e apenas os sinais com apóstrofo são modulados com os demais sendo mantidos com valor nulo.

Tabela 3.1: Estados do conversor Tipo-T entrelaçado

S_1	S_4	S_5	S_8	S_9	S_{12}	S_{13}	S_{16}	v_{ab}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	$V_{DC}/4$
0	0	1	0	0	0	0	0	$V_{DC}/4$
0	0	0	0	0	1	0	0	$V_{DC}/4$
0	0	0	0	0	0	0	1	$V_{DC}/4$
1	0	0	0	0	1	0	0	$V_{DC}/2$
0	0	1	0	0	1	0	0	$V_{DC}/2$
1	0	0	0	0	0	0	1	$V_{DC}/2$
0	0	1	0	0	0	0	1	$V_{DC}/2$
1	0	1	0	0	1	0	0	$3V_{DC}/4$
1	0	1	0	0	0	0	1	$3V_{DC}/4$
1	0	0	0	0	1	0	1	$3V_{DC}/4$
0	0	1	0	0	1	0	1	$3V_{DC}/4$
1	0	1	0	0	1	0	1	V_{DC}
0	1	0	0	0	0	0	0	$-V_{DC}/4$
0	0	0	1	0	0	0	0	$-V_{DC}/4$
0	0	0	0	1	0	0	0	$-V_{DC}/4$
0	0	0	0	0	0	1	0	$-V_{DC}/4$
0	1	0	0	0	0	1	0	$-V_{DC}/2$
0	1	0	0	1	0	0	0	$-V_{DC}/2$
0	0	0	1	1	0	0	0	$-V_{DC}/2$
0	0	0	1	0	0	1	0	$-V_{DC}/2$
0	1	0	1	1	0	0	0	$-3V_{DC}/4$
0	1	0	1	0	0	1	0	$-3V_{DC}/4$
0	1	0	0	1	0	1	0	$-3V_{DC}/4$
0	0	0	1	1	0	1	0	$-3V_{DC}/4$
0	1	0	1	1	0	1	0	$-V_{DC}$

Figura 3.4: Diagrama esquemático da implementação do modulador. Note que o modulador é composto por quatro portadoras defasadas de 90° entre si e o sinal de controle é dividido em quatro parcelas para cada semiciclo devido à estratégia de equilíbrio das correntes no TMIF.



3.2.3 Indutor *boost*

Sendo a tensão na entrada do retificador variável no tempo, dada por $v_{in} = V_p \text{sen}(\omega t)$, com o índice de modulação definido como $M = V_p/V_0$. A razão cíclica $d(\theta)$ é definida por:

$$d(\theta) = M \text{sen}(\theta). \quad (3.1)$$

Considerando a etapa de transferência de energia entre a entrada e saída do retificador, no intervalo $[0 < d(\theta) < 0,25]$, a tensão sobre o indutor é dada por:

$$v_L = L_b \frac{\Delta i}{\Delta t} = \frac{1}{4} V_{DC} - V_p \text{sen}(\theta), \quad (3.2)$$

onde o intervalo Δt é igual a $d(\theta)T_s$. Substituindo 3.1 em 3.2 e dividindo ambos os lados por V_0 , obtêm-se:

$$\overline{\Delta i}(M, \theta) = L_b \frac{\Delta i}{V_0 T_s} = \frac{M}{4} \text{sen}(\theta) - M^2 [\text{sen}(\theta)]^2. \quad (3.3)$$

Derivando a Eq. 3.3 em relação ao ângulo θ , iguala-se a zero para obter o ponto de máximo da função, possibilitando descobrir o ângulo em que ocorre a maior ondulação no intervalo definido. Então:

$$\frac{\partial [\overline{\Delta i}(M, \theta)]}{\partial \theta} = \frac{M}{4} \cos(\theta) - M^2 (2 \text{sen}(\theta) \cos(\theta)) = 0, \quad (3.4)$$

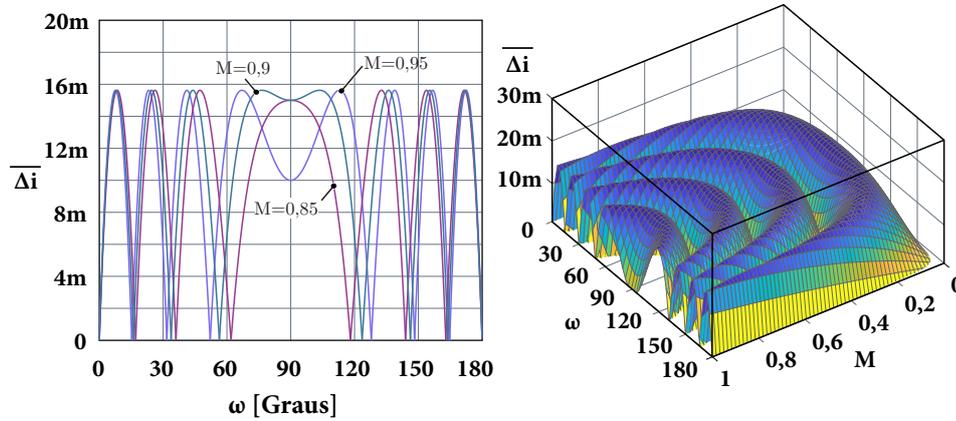
$$\text{sen}(\theta) = \frac{1}{8M}. \quad (3.5)$$

Substituindo a Eq. 3.5 em 3.3 e, resolvendo em função de L_b , encontra-se o valor da indutância necessária para limitar ondulação máxima de corrente, dado por:

$$L_b = \frac{V_{DC}}{64 \Delta i f_s}. \quad (3.6)$$

Expandindo a análise para os demais intervalos de tempo relacionados aos outros níveis de tensão do conversor, torna-se possível descrever a ondulação parametrizada em

Figura 3.5: Ondulação de corrente parametrizada no indutor boost para meio ciclo da tensão de entrada, considerando diferentes índices de modulação.



todo o semiciclo da tensão de entrada, cujo resultado é dado por:

$$\bar{\Delta}_i(M, \theta) = \begin{cases} \frac{1}{4}M\text{sen}(\theta) - [M\text{sen}(\theta)]^2, \forall [0 < d < \frac{1}{4}] \\ \frac{3M}{4}\text{sen}(\theta) - [M\text{sen}(\theta)]^2 - \frac{1}{8}, \forall [\frac{1}{4} < d < \frac{1}{2}] \\ \frac{5M}{4}\text{sen}(\theta) - [M\text{sen}(\theta)]^2 - \frac{3}{8}, \forall [\frac{1}{2} < d < \frac{3}{4}] \\ \frac{7M}{4}\text{sen}(\theta) - [M\text{sen}(\theta)]^2 - \frac{3}{4}, \forall [\frac{3}{4} < d < 1] \end{cases} \quad (3.7)$$

Por fim, com base na equação (3.7) é apresentado na Figura 3.5 o perfil da ondulação parametrizada para diferentes índices de modulação.

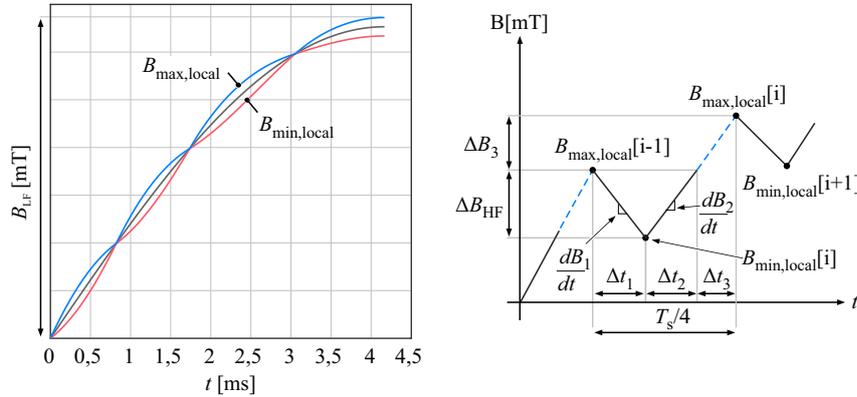
A estimativa de perdas em dispositivos magnéticos, tais como transformadores e indutores é feita tipicamente através da equação proposta em 1892 por Charles Steinmetz, em conjunto com dados disponibilizados pelos fabricantes em gráficos que relacionam perdas volumétricas e indução magnética B . A equação de Steinmetz na sua forma original é dada por:

$$P_V = k_c f^\alpha B^\beta, \quad (3.8)$$

onde P_V é a perda média por unidade de volume, B é a máxima indução magnética considerando uma tensão de excitação com frequência f . Os parâmetros k_c , α e β são obtidos por meio de regressão (*fitting*) da curva de perdas do núcleo, disponibilizados nos manuais de fabricantes para uma excitação senoidal. No entanto, a equação de Steinmetz na sua forma original é aplicável somente para excitações senoidais e, portanto, inválida para a maioria das aplicações em eletrônica de potência, em que as excitações assumem formas distintas, tipicamente retangulares. Para superar esta limitação, uma ampla abordagem tem sido apresentada na literatura, sugerindo reformulações e ajustes baseados na equação original de Steinmetz, possibilitando o cálculo de perdas em condições operacionais

3.2. Retificador Multinível Tipo-T intercalado

Figura 3.6: Detalhes sobre a variação da indução magnética B e os principais parâmetros utilizados no cálculo das perdas no núcleo.



mais realísticas. Neste contexto, o método denominado (*Improved Generalized Steinmetz Equation* - iGSE) tem sido amplamente difundido. O iGSE especifica a potência como

$$P_V = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |\Delta B|^{\beta-\alpha} dt, \quad (3.9)$$

onde o parâmetro k_i é calculado através de

$$k_i = \frac{k_c}{2^{\beta-1} \pi^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos(\theta)|^\alpha d\theta}, \quad (3.10)$$

com k_c , α e β sendo os parâmetros originais de Steinmetz e T é o período de integração, que é igual ao período da componente fundamental da corrente CA.

Em retificadores e inversores a indução magnética B possui uma ondulação em alta frequência sobreposta a uma parcela de ondulação senoidal de baixa frequência. A resolução de (3.9) neste caso é feita por meio de um procedimento analítico iterativo, semelhante ao apresentado em [71], o qual é desenvolvido como segue. Primeiramente, considera-se que a forma de onda da corrente i_{Lb} e que B seja perfeitamente senoidal ao longo de um período da fundamental e, portanto, a forma de onda apresenta simetria em um quarto de onda, simplificando os cálculos. Adicionalmente, admite-se que a variação da tensão na porta CA do conversor é muito pequena dentro de um período de comutação, de modo que possa ser considerada constante neste pequeno intervalo de tempo. A variação de indução magnética ΔB em cada período de comutação durante um quadrante é obtida a partir de (3.7) através da relação

$$\Delta B_{HF} = \frac{V_{DC} \bar{\Delta}_i}{N A_e f_s}, \quad (3.11)$$

onde N e A_e são, respectivamente, o número de espiras e a área de seção transversal



efetiva do núcleo. Nota-se na Figura 3.6 que, dentro de cada período de comutação, a derivada muda de sentido e cada trecho deve ser considerado em (3.9). Cada segmento contínuo forma, na curva B-H, um laço minoritário em alta frequência, associado ao ΔB_{HF} local, enquanto a soma dos segmentos tracejados forma um laço majoritário, associado ao ΔB_{LF} global, que é igual ao dobro do valor da densidade máxima absoluta B_{max} , dada como um parâmetro inicial de projeto. A solução de (3.9) pode ser desenvolvida em termos de energia por volume, considerando cada segmento de reta (i) da forma de onda, sendo calculada por [72]:

$$E(i) = k_i \left| \frac{dB(i)}{dt} \right|^\alpha \cdot (\Delta B(i))^{\beta-\alpha} \cdot \Delta t(i). \quad (3.12)$$

Aplicando-se (3.12) nos três segmentos de reta relacionados aos respectivos intervalos de tempo (Δt_1 , Δt_2 e Δt_3) da Figura 3.6 é possível obter a energia quase instantânea por volume em cada intervalo de $T_s/4$. Generalizando-se esta metodologia, chega-se à energia dissipada no núcleo em um quadrante com:

$$E_C = V_C \sum_{i=1}^{i_{max}} E(i), \quad (3.13)$$

onde V_C é o volume do núcleo magnético e i_{max} é o número total de intervalos múltiplos de $T_s/4$ contidos em um quadrante. Por fim, a potência média dissipada em um ciclo completo é:

$$P_C = \frac{4 \cdot E_C}{T_g}. \quad (3.14)$$

Os três intervalos de tempo Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 para todos os instantes sob análise dentro do respectivo quadrante são obtidos através das expressões dadas na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Intervalos de tempo para o cálculo de perdas no núcleo

Δt_1	dT_s	
Δt_2	$(1/4 - d)T_s - \Delta t_3$	$\forall [0 < d < 1/4]$
Δt_3	$\frac{NA_e \Delta B_3}{v_{ac}}$	
Δt_1	$(d - 1/4)T_s$	
Δt_2	$(1/2 - d)T_s - \Delta t_3$	$\forall [1/4 < d < 1/2]$
Δt_3	$\frac{NA_e \Delta B_3}{(v_{ac} - V_{DC}/4)}$	
Δt_1	$(d - 1/2)T_s$	
Δt_2	$(1/2 - d)T_s - \Delta t_3$	$\forall [1/2 < d < 3/4]$
Δt_3	$\frac{NA_e \Delta B_3}{(v_{ac} - V_{DC}/2)}$	
Δt_1	$(d - 3/4)T_s$	
Δt_2	$(1 - d)T_s - \Delta t_3$	$\forall [3/4 < d < 1]$
Δt_3	$\frac{NA_e \Delta B_3}{(v_{ac} - 3V_{DC}/4)}$	



3.2.4 Capacitor do Filtro de Entrada

O capacitor de filtro tem por objetivo prover um caminho de baixa impedância para toda a ondulação de alta frequência presente na corrente do indutor L_b . Devido à operação intercalada dos braços do conversor, a frequência desta ondulação é quatro vezes maior em relação à de comutação com perfil aproximadamente triangular conforme ilustra a Figura 3.7.

O valor da capacitância necessária é obtido a partir da equação entre ondulação de tensão ΔV_C definida como parâmetro de projeto, a qual é diretamente ligada à variação de carga ΔQ através da relação:

$$\Delta Q = \Delta V_C \cdot C_f \quad (3.15)$$

onde:

$$\Delta Q = \int_{t_0}^{t_1} i_C(t) dt = \frac{(T_s/8) \cdot (\Delta i_{L_b}/2)}{2} \quad (3.16)$$

Por fim, substituindo a equação 3.16 na 3.15 obtém-se:

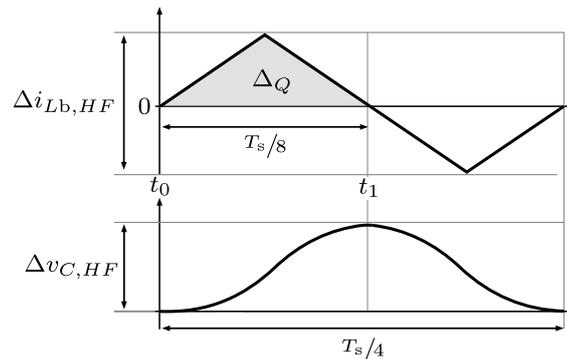
$$C_{f,\min} = \frac{\Delta i_{L_b}}{32 \Delta V_C f_s} \quad (3.17)$$

3.2.5 Rede de Amortecimento Passivo

Visando minimizar o efeito da ressonância gerada pela interação entre $L_b - C_f$, considera-se no projeto do conversor uma rede de amortecimento passiva composta pelos elementos $R_d - C_d$. O dimensionamento de cada componente foi feito utilizando a metodologia detalhada em [73, 74]. O resistor de amortecimento R_d , é obtido através de:

$$R_d = \sqrt{\frac{L_b}{C_f}} \cdot \sqrt{\frac{(2+n)(4+3n)}{2n^2(4+n)}}, \quad (3.18)$$

Figura 3.7: Forma de onda da corrente no capacitor de entrada do conversor, com detalhes da carga armazenada e dos tempos envolvidos.





onde n é a razão entre os capacitores tal que

$$n = \frac{C_d}{C_f}. \quad (3.19)$$

3.2.6 Capacitores de Barramento

Na grande maioria das aplicações o capacitor de barramento CC do retificador absorve toda a oscilação de potência, sendo dimensionado tipicamente pelo critério de *hold-up time*, o qual tem por objetivo garantir que a tensão do barramento seja mantida por um determinado intervalo de tempo, de modo que o conversor opere por alguns instantes em caso de alguma falta de energia, resultando em projetos com capacitância de valor elevado. Ao contrário da abordagem usual, na presente aplicação estima-se que apenas as componentes de corrente em alta frequência oriundas da comutação são absorvidas pelo capacitor de barramento do retificador. Isto só se torna possível devido à estratégia adotada no sistema proposto em que a ondulação em baixa frequência, principalmente a componente de segunda harmônica, é deslocada através do estágio CC-CC, conforme discutido no Capítulo 2.

Considerando C_{b1} durante o semiciclo positivo, a corrente aplicada ao barramento CC, I_{OP} , é composta pela soma das correntes dos interruptores S_1 e S_5 , os quais operam defasados em 180° entre si. Portanto, quando a razão cíclica $d(\theta)$ é maior que 0,5 ocorre uma sobreposição na corrente resultante, a qual oscila entre dois valores $[I_0/2, I_0]$. A maior oscilação ocorre quando a corrente de entrada assume seu valor máximo ($\theta = \pi/2$). Deste modo, o valor mínimo de capacitância neste ponto para atender uma ondulação de tensão (Δ_V) é obtido com:

$$C_{DC,\min} = I_p \left(M - \frac{1}{2} \right) \cdot \left(\frac{1 - M}{\Delta_V f_s} \right). \quad (3.20)$$

A corrente eficaz no capacitor, pode ser obtida pela diferença entre as componentes I_{OP} e a de saída I_0 , sendo dada por

$$(I_{C,\text{ef}})^2 = (I_{OP,\text{ef}})^2 - (I_{0,\text{ef}})^2. \quad (3.21)$$

Considera-se a tensão e corrente com perfil senoidal na entrada do conversor. Na saída do retificador, a corrente $I_{0,\text{ef}}$ é definida por:

$$(I_{0,\text{ef}})^2 = \frac{1}{\pi} \left(\int_0^\pi [i_L]^2 M^2 [\text{sen}(\theta)]^4 d\theta \right). \quad (3.22)$$



A corrente I_{OP} é calculada com

$$(I_{OP,ef})^2 = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\theta_m} [i_L]^2(d)d\theta + \int_{\theta_m}^{\pi/2} [i_L]^2 \left(\frac{3d-1}{2} \right) d\theta \right], \quad (3.23)$$

onde o ângulo θ_m é definido como

$$\theta_m = \text{sen} \left(\frac{1}{2M} \right). \quad (3.24)$$

3.2.7 Semicondutores

Devido à operação simétrica do conversor, a distribuição das perdas entre cada conjunto tipo-T é idealmente balanceada, bastando que se analise um único braço para modelar as perdas de todos os demais. Além disso, as perdas dos semicondutores principais, bem como nos dispositivos secundários são iguais ($P_{S1} = P_{S4}$ e $P_{S2} = P_{S3}$). Portanto, deduz-se a seguir os esforços para os interruptores S_1 e S_3 . As perdas de condução P_{CD} são calculadas através da relação

$$P_{CD} = (I_{S,ef})^2 R_{DS(on)} \quad (3.25)$$

onde a corrente eficaz no semicondutor S_1 é

$$(I_{S1,ef})^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{i_L(\theta)}{2} \right)^2 \cdot d(\theta) d\theta, \quad (3.26)$$

e para o semicondutor S_3 é

$$(I_{S3,ef})^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{i_L(\theta)}{2} \right)^2 \cdot (1 - d(\theta)) d\theta, \quad (3.27)$$

As perdas por comutação são obtidas usualmente através do modelo linear por partes [75, 76], o qual considera que as capacitâncias parasitas intrínsecas do interruptor são os principais fatores que implicam na velocidade de comutação do componente e as formas de onda são idealmente descritas por segmentos de retas, conforme ilustra a Figura 3.8. Desta forma, as perdas na entrada e saída de condução são dadas pela área abaixo do cruzamento da tensão e corrente no interruptor, gerando as potências dissipadas P_{ON} e P_{OFF} , que são definidas matematicamente por:

$$P_{CM} = \frac{1}{2} V_{DS} I_{DS} (t_{ON} + t_{OFF}) f_s + \frac{1}{2} C_{OSS} (V_{DS})^2 f_s \quad (3.28)$$



onde os tempos t_{ON} e t_{OFF} podem ser estimados indiretamente através da relação:

$$t = \frac{Q_{SW}}{I_G} \quad (3.29)$$

onde ($Q_{SW} = Q_{GS2} + Q_{GD}$) é a carga envolvida na comutação e I_G é a corrente de gate. O valor de Q_{SW} nem sempre é apresentado nos manuais de fabricantes, ou ainda, pode ser dado para uma condição específica. Ao contrário dos conversores CC-CC, nos quais a fonte de entrada é fixa e a corrente estacionária é tipicamente retangular com valores aproximadamente constante, os retificadores têm a corrente de dreno com perfil senoidal variando em baixa frequência, conseqüentemente o ponto de operação muda a cada comutação. Portanto, afim de obter este parâmetro em qualquer ponto de operação utiliza-se a seguinte metodologia, derivada de [75]. Primeiramente calcula-se Q_{GS2} através da diferença entre as cargas Q_{GS} e Q_{GS1} , normalizadas para o ponto de operação desejado. Assim, tem-se:

$$Q_{GS2} = \left[\left(\frac{Q_{GS}}{V_{PL}} \right) \cdot V_{PL(op)} \right] - \left[\left(\frac{Q_{GS}}{V_{PL}} \right) \cdot V_{TH} \right], \quad (3.30)$$

onde V_{PL} é a tensão de plateau disponibilizada pelo fabricante, tipicamente encontrada em um gráfico que relaciona V_{GS} e a carga de *gate* (Q_G). Já a variável $V_{PL(op)}$, depende do ponto de operação, sendo estimada através da curva de transferência do dispositivo (curva $I_{DS} \times V_{GS}$). Para cobrir todos os casos, a tensão $V_{PL(op)}$ é estimada com base na regressão da característica de transferência do dispositivo na região de interesse, já que $V_{PL(op)}$ aumenta ou diminui em função de I_{DS} . Para isso, foi empregada uma função gaussiana do tipo:

$$i_{DS}(v) = a \cdot e^{-\left(\frac{v-b}{c}\right)^2}. \quad (3.31)$$

Isolando a equação 3.31 em função de v , tem-se:

$$v_{PL}(i_D) = b - c \sqrt{\ln\left(\frac{i_D}{a}\right)}. \quad (3.32)$$

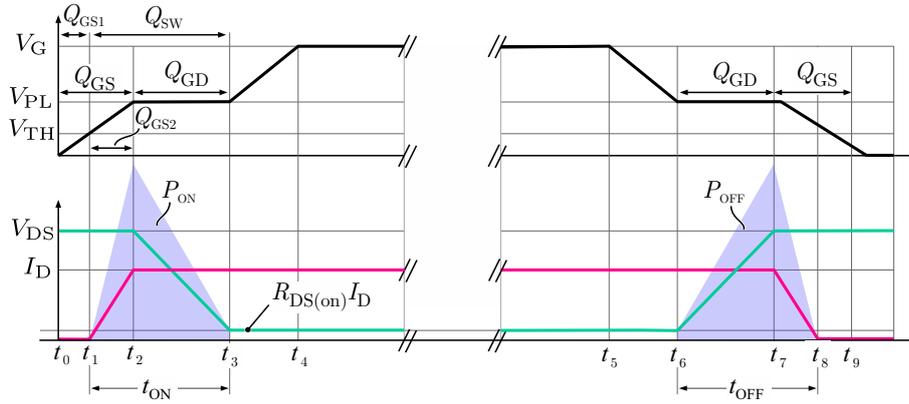
A carga Q_{GD} é obtida através da regressão e integração da curva de capacitância C_{RSS} para qualquer tensão V_{DS} :

$$Q_{GD}(v) = \int_0^{V_{DS}} C_{RSS}(v) dv. \quad (3.33)$$

A corrente I_G é aproximada pela razão entre a tensão média efetiva de acionamento e a resistência R_G . Outras abordagens mais precisas tem sido apresentadas na literatura, as quais incluem a modelagem dos transitórios de carga e descarga dos capacitores das junções *gate-source* - C_{GS} e *gate-dreno* - C_{GD} . Contudo, a aproximação adotada tem mostrado resultados satisfatórios quando comparados com as simulações numéricas desenvolvidas, ilustradas na Figura 3.11.

O interruptor S_1 atua como retificador síncrono, no qual a corrente circula no

Figura 3.8: Formas de onda idealizadas durante a entrada e saída de condução do Mosfet.



sentido inverso de condução do dispositivo, de modo que as capacitâncias intrínsecas sejam descarregadas, evitando a dissipação da energia armazenada nesses capacitores no canal, desde que a corrente no indutor L_b seja suficientemente grande, possibilitando a descarga dos capacitores intrínsecos dentro do tempo morto definido. Desta forma, Q_{GD} é nula e as perdas na entrada em condução, se reduzem à:

$$P_{1(\text{on})} = \frac{1}{2} I_{DS} V_{DS} f_s R_{G(\text{on})} \left(\frac{Q_{GS2}}{V_{DR} - V_1} \right), \quad (3.34)$$

e as perdas na saída em condução:

$$P_{1(\text{off})} = \frac{1}{2} I_{DS} V_{DS} f_s R_{G(\text{off})} \left(\frac{Q_{GS2}}{V_1} \right), \quad (3.35)$$

onde

$$V_1 = \frac{V_{PLT} + V_{VTH}}{2}. \quad (3.36)$$

No interruptor S_3 , a corrente flui no sentido normal de condução do dispositivo. Assim, a energia armazenada nas capacitâncias intrínsecas são descarregadas no canal, gerando perdas. Neste caso, na entrada em condução tem-se:

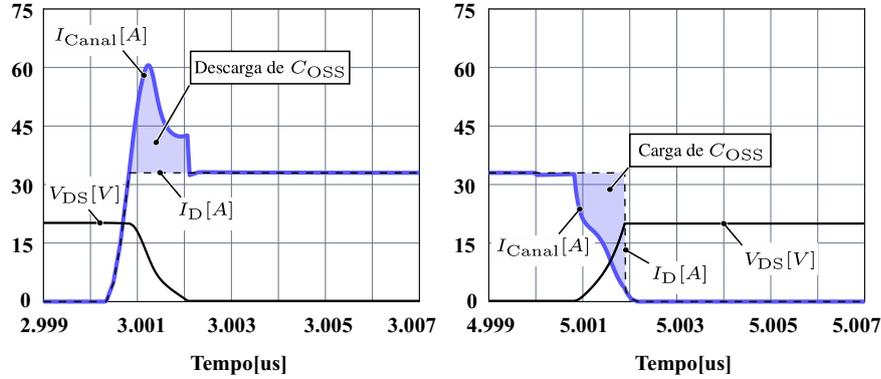
$$P_{3(\text{on})} = \frac{1}{2} I_{DS} V_{DS} f_s R_{G(\text{on})} \left(\frac{Q_{GD}}{V_{DR} - V_{PLT}} + \frac{Q_{GS2}}{V_{DR} - V_1} \right), \quad (3.37)$$

e na saída de condução

$$P_{3(\text{off})} = \frac{1}{2} I_{DS} V_{DS} f_s R_{G(\text{off})} \left(\frac{Q_{GD}}{V_{PLT}} + \frac{Q_{GS2}}{V_1} \right). \quad (3.38)$$

Recentemente (2009), surgiu na literatura um trabalho [77] questionando o segundo termo da eq. (3.28), uma vez que a corrente no dreno se divide entre o canal ($R_{DS(\text{on})}$) e os capacitores C_{GD} e C_{GS} quando estes estão sendo carregados, conforme ilustra a Figura 3.9.

Figura 3.9: Detalhes sobre a carga e a descarga do capacitor de saída C_{OSS} . Nota-se que a corrente do canal é maior na entrada e menor na saída de condução em relação à corrente do dreno.



Desta forma, durante a entrada em condução, a dissipação da energia armazenada em C_{OSS} no canal ($R_{DS(on)}$) não é considerada no primeiro termo da eq. 3.28, justificando o uso segundo termo. Porém, durante a saída de condução a corrente do canal é menor que a do dreno e, isso não é considerado no primeiro termo. Portanto a subestimação e sobrestimação de perdas na entrada e saída de condução referentes ao primeiro termo são compensadas entre si, sendo desnecessário o segundo termo na eq. 3.28. Por outro lado, os resultados experimentais apresentados em [78] mostram claramente a ocorrência de um sobre sinal na corrente de dreno durante a entrada em condução. A explicação reside no fato de que quando é utilizada uma estrutura em ponte, com dois semicondutores, o dispositivo complementar introduz esse efeito pelo fato de que a carga do capacitor do dispositivo complementar ocorre através do interruptor que está conduzindo e, nas análises feitas por [77] o diodo de roda livre é considerado ideal, sem nenhum capacitor parasita, enquanto que em [78] esta não-idealidade é considerada e apresenta uma diferença significativa. Portanto, o segundo termo eq. (3.28) deve ser considerado em determinados casos, não por causa do interruptor em questão, mas por conta do efeito gerado externamente por outro semicondutor que esteja presente no circuito. Detalhes deste mecanismo de perdas na configuração em ponte com dois níveis são reportados em [79]. As perdas geradas pelo capacitor C_{OSS} podem ser calculadas para uma específica tensão de trabalho usando a equação

$$P_{OSS} = f_s \int_0^{V_{DS}} v_{DS} C_{OSS}(v) dv. \quad (3.39)$$

Tratando-se da configuração de um módulo Tipo-T o efeito descrito anteriormente também está presente. Para melhor compreender, considera-se os estados do conversor durante a comutação entre S_1 e S_3 ilustradas na Figura 3.10. Supondo que S_1 estava conduzindo, logo após o sinal de *gate* se tornar nulo, imediatamente o diodo de corpo do interruptor entra em condução, assumindo a corrente de L_b conforme a Figura 3.10(a).

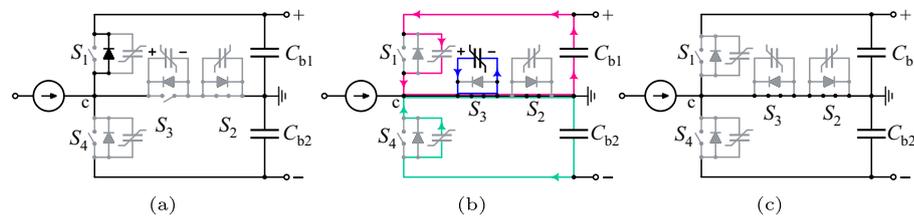
As perdas por condução reversa durante o tempo morto t_D , através do diodo de corpo do interruptor são estimadas por:

$$P_{SD} = V_{SD} I_{DS} t_D f_s. \quad (3.40)$$

onde V_{SD} e I_{DS} são respectivamente a tensão e corrente reversa.

Quando S_3 é acionado, C_{OSS} se descarrega no canal. Ao mesmo tempo, o capacitor do interruptor S_1 que está com tensão nula devido à condução de S_1 , precisa ser carregado com a tensão do capacitor C_{b1} . Nota-se também que no ponto "c", quando S_1 está conduzindo, a tensão é igual à do barramento total V_{DC} e quando ocorre a comutação para o interruptor S_3 o valor da tensão nesse ponto passa a ser igual à $V_{DC}/2$. Isso implica que a descarga parcial do capacitor intrínseco de S_4 é feita também através da malha inferior na Figura 3.9(b), gerando um acréscimo de perdas nos interruptores conectados ao ponto central do barramento, conforme reportado recentemente por [80]. Ao final da comutação a estrutura assume o estado da Figura 3.9(c).

Figura 3.10: Detalhes da comutação de um módulo Tipo-T. Em (a) estado durante o tempo morto logo após S_1 ser desativada. Em (b) momento de transição em que ocorre a carga do capacitor de S_1 (malha na cor rosa), a descarga do capacitor de S_3 (malha na cor azul) e a descarga parcial do capacitor intrínseco de S_4 (malha na cor verde). Em (c) o estado final após a comutação.



Durante a comutação de S_3 para S_1 , o interruptor S_1 opera como retificador síncrono, ou seja, a corrente circula no sentido *source-dreno*, forçando a descarga do capacitor intrínseco e fazendo com que S_1 tenha comutação suave por tensão nula ZVS, desde que a corrente no indutor seja suficientemente grande para descarregar o capacitor antes que o interruptor seja efetivamente acionado.

Uma pequena porção das perdas é relacionada à carga do *gate* Q_G , a qual é a quantidade de carga para fazer com que o dispositivo seja completamente ligado ou desligado, estando vinculada com a tensão do circuito de acionamento da interruptor V_{DR} . Essa porção de perdas é expressa como [75]:

$$P_G = Q_G V_{DR} f_s. \quad (3.41)$$

Nas comutações ZVS, a transição de tensão ocorre antes do interruptor ser acionado e a região conhecida como miller-plateau, onde a corrente do circuito de acionamento fica aproximadamente constante enquanto o capacitor C_{GD} se descarrega é eliminada, já que



este capacitor encontra-se descarregado ($Q_{GD} = 0$) quando o sinal de acionamento é aplicado. Então, neste caso a carga Q_G para operação ZVS ($Q_{G,ZVS}$) é dada por [75]:

$$Q_{G,ZVS} = Q_G - Q_{GD}, \quad (3.42)$$

e para comutação ZCS

$$Q_{G,ZCS} = Q_G. \quad (3.43)$$

Maiores detalhes sobre o processo de comutação são apresentados no Apêndice B.

No contexto atual da eletrônica de potência, tratando-se de aplicações com tensão inferior a 650 V, o uso de dispositivos Mosfets, incluindo tecnologias de carbeto de silício - SiC (*Silicon Carbide*) e nitreto de gálio - GaN (*Galium Nitride*) tem sido bastante difundido. A evolução tecnológica de semicondutores tem levado à fabricação de dispositivos com capacitâncias intrínsecas cada vez menores, favorecendo o desempenho do componente, bem como, melhorando as características de uma dada aplicação. Para tensões abaixo dos 100 V ainda não encontrados no mercado semicondutores SiC. Neste caso a escolha recai sobre Mosfets tradicionais ou GaNs.

Para escolher os dispositivos, estes podem ser comparados quantitativamente através da análise de figuras de mérito, as quais têm como objetivo quantificar os parâmetros relevantes que afetam as perdas por condução e comutação. Em resumo, quanto menor for o valor da resistência e das cargas envolvidas, melhor será a característica de um determinado dispositivo. O produto $Q_{GD}R_{DS(on)}$ é tipicamente utilizado, posto que Q_{GD} é o termo dominante nas perdas de comutação e, embora Q_{SW} represente toda a carga envolvida na comutação do semicondutor, este parâmetro nem sempre é fornecido diretamente nos manuais de fabricantes. Alguns dos principais dispositivos encontrados no mercado atualmente são apresentados na Tabela 3.3, na qual se observa que o dispositivo EPC2024 apresenta a melhores características entre os demais.

Em topologias que propiciam comutação suave, Q_{GD} deixa de ser relevante. Nestes casos, é importante perceber que dispositivos com menor resistência possuem maior carga Q_G , isso implica que reduzindo a resistência $R_{DS(on)}$ aumenta-se as perdas do circuito de acionamento (*gate driver*).

Em geral semicondutores de nitreto de gálio (GaN) têm menores capacitâncias intrínsecas comparados com semicondutores de silício. Portanto, este tipo de transistor oferece vantagens sobre qualquer equivalente de outra tecnologia no contexto atual da eletrônica de potência. Transistores GaN com tensão de bloqueio na faixa dos 40 V, podem ser comparados aos melhores transistores de silício com tensão de bloqueio menor na faixa de 25 V.

Apesar das figuras de mérito serem uma ferramenta útil na escolha de um semicondutor, é importante levar em conta alguns outros parâmetros construtivos relevantes, tais como, a variação de $R_{DS,on}$ com a temperatura, que tende ser mais severa nos transistores



Tabela 3.3: Estado da arte em semicondutores 20-100V

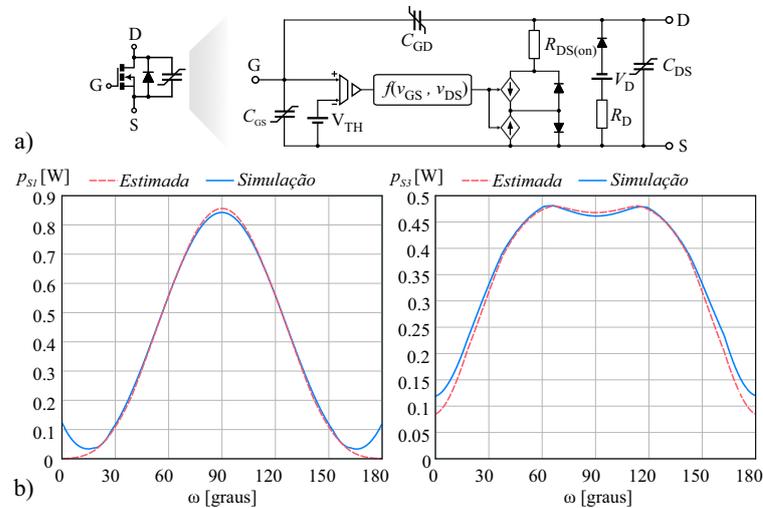
Transistores GaN					
Dispositivo	$V_{DS}[V]$	$Q_{GD}[nC]$	$R_{DS,on}[m\Omega]$	I_D	FOM
EPC2015C	40	1,20	4,00	53	4,80
EPC2020	60	2,30	2,20	90	5,06
EPC2021	80	2,30	2,50	90	5,75
EPC2024	40	2,40	1,50	90	3,60
EPC2032	100	4,00	2,00	48	8,00
EPC2045	100	1,20	7,00	16	8,40
EPC2049	40	1,10	5,00	16	5,70
GS61008T	100	1,50	7,00	90	10,50
Transistores de silício					
BSC050NE2LS	25	1,30	5,00	58	6,50
BSZ0501NSI	30	2,90	2,10	40	6,09
CSD18504Q5A	40	2,40	5,30	50	12,72

de silício, além dos elementos parasitas (resistências e indutâncias) do encapsulamento, os quais são minimizados para componentes de montagem em superfície. Por exemplo, nos encapsulamentos clássicos como o TO-220 a indutância dos terminais é da ordem de 15 nH, chegando a menos de 1 nH para dispositivos de montagem em superfície [81]. O próprio desenho da placa de circuito impresso agrega indutâncias indesejáveis que limitam as derivadas de corrente no processo de comutação. A indutância que se forma no *source* é a que tem maior impacto durante a comutação pelo fato de estar interconectada tanto com o circuito de acionamento quanto com o circuito de potência. Por outro lado, a conexão de indutores e capacitores formam circuitos ressonantes, os quais, dependendo das condições de operação, podem fazer com que o dispositivo ligue ou desligue em momentos inesperados, levando ao comprometimento da operação normal do conversor. A escolha apropriada de resistores de *gate* podem contribuir no amortecimento dessas ressonâncias.

Com o objetivo de verificar o procedimento, foi desenvolvido um modelo de simulação que é mostrado na Figura 3.11(a) com base nos conceitos detalhados em [82]. O modelo considera os três capacitores não-lineares do dispositivo. A curva de capacitância em função da tensão bem como a transcondutância $f(v_{GS}, v_{DS})$ são obtidos do manual do fabricante, ou no próprio modelo de simulação fornecido pelo fabricante para alguns simuladores. A grande vantagem é que o modelo proposto pode ser implementado em qualquer simulador com funções ou tabelas de pontos (*lookup table*) utilizando apenas dados disponíveis no manual fabricante. Além disto, é possível ter acesso a todas as tensões e correntes, facilitando a estimativa das perdas no simulador. Alguns simuladores, como por exemplo o GeckoCIRCUITS [83], já possuem capacitores não lineares em suas bibliotecas. Para os demais, os modelos baseados em fontes dependentes apresentados em

3.2. Retificador Multinível Tipo-T intercalado

Figura 3.11: Mostra-se em (a) o modelo dinâmico utilizado na simulação do MOSFET e em (b) a comparação entre o valor das perdas médias quase instantâneas estimadas e simuladas nos semicondutores do conversor, considerando-se meio semiciclo da fundamental.

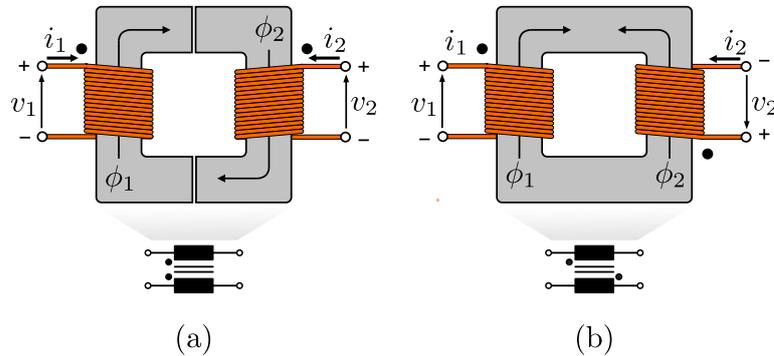


[84] podem ser utilizados.

Os resultados teóricos mostram uma boa predição das perdas em relação aos resultados obtidos em simulação ilustrados na Figura 3.11(b), para um quarto de semiciclo. Durante o segundo semiciclo, o interruptor S_1 permanece inativo, enquanto que S_3 conduz e gera apenas perdas por condução. Há uma pequena diferença entre as perdas estimadas e simuladas perto do cruzamento por zero. Isto se deve ao fato do tempo morto ser fixo e, no interruptor S_1 , por exemplo, a comutação ZVS é perdida, uma vez que a energia armazenada no indutor nestes intervalos é insuficiente para descarregar C_{OSS} dentro do tempo morto estabelecido. Uma estratégia com tempo morto adaptativo poderia ser implementada [85]. No entanto, apesar do acréscimo de perdas, esse efeito não se reflete em impacto significativo na operação normal do conversor. Finalmente, vale destacar que as indutâncias parasitas do circuito, particularmente a indutância do *source* do interruptor tem significativa influência nas perdas por fazer parte do circuito de potência, bem como do circuito de comando. Este efeito não foi considerado na simulação, devido à elevada frequência de comutação e, por se realizar as análises em um período completo na frequência de 60 Hz, as simulações se tornam computacionalmente pesadas, exigindo passos de cálculo extremamente pequenos e devendo resolver modelos não lineares complexos. Contudo, na prática buscou-se minimizar o efeito destes parasitas, reduzindo o comprimento das trilhas, utilizando-se semicondutores e circuitos integrados compactos e de preferência sem terminais expostos, dispositivos com encapsulamentos como BGA, WSON dentre outros. Quanto ao laço de potência, foram utilizadas as técnicas sugeridas em [75], como a sobreposição de trilhas que conduzem correntes em sentidos opostos, buscando-se cancelar o campo induzido, além da disposição estratégica dos componentes na placa de circuito impresso, minimizando-se a distância entre os componentes.



Figura 3.12: Formas de acoplamento tipicamente encontradas em conversores estáticos. Em (a) acoplamento direto e (b) acoplamento inverso.



3.2.8 Transformadores de Interfase

Transformadores e indutores podem ser acoplados de duas formas distintas, o acoplamento pode ser direto ou inverso, tal como ilustrado na Figura 3.12. Ambos os tipos são úteis no campo da eletrônica de potência.

Transformadores de interfase são concebidos com acoplamento inverso, praticamente sem entreferro, de tal modo que o dispositivo seja fortemente acoplado ($k \approx 1$), onde os fluxos ϕ_1 e ϕ_2 idealmente se cancelam. Para essa configuração, são válidas as seguintes relações [68]:

$$v_1 = L_{11} \frac{di_1}{dt} - M_{12} \frac{di_2}{dt}, \quad (3.44)$$

$$v_2 = -M_{21} \frac{di_1}{dt} + L_{21} \frac{di_2}{dt}. \quad (3.45)$$

Com algumas manipulações matemáticas são descritos os modelos elétricos equivalentes ilustrados na Figura 3.13 [66]. Uma vez que um TMIF é projetado com relação de espiras unitária, o dispositivo é simétrico. A indutância magnetizante por questões de análise é dividida em duas parcelas idênticas entre ambos os enrolamentos (cf. Figura 3.13 (b)). Sabendo também que a impedância vista entre os dois pontos superiores do transformador ideal com pontos invertidos é infinita, o modelo descrito na Figura 3.13(c) torna-se válido. Maiores informações são encontradas em [66]. Por fim, fica claro que entre os pontos (1 - 3), os quais se conectam em cada braço do conversor, existe uma impedância elevada ($4 k\omega L$), e que esta também é dominada pela indutância magnetizante do TIMF. Portanto, na prática flui uma pequena quantidade de corrente diferencial i_{DM} entre os braços do conversor, que é a corrente magnetizante. Caso o transformador por algum motivo venha a saturar essa indutância vai assumir um valor muito pequeno, colocando um dos capacitores de saída em condição de curto circuito.

Por outro lado, a parcela de corrente do indutor *boost*, a qual flui entre os pontos (1-2) ou (3-4) é limitada apenas pelas indutâncias de dispersão, relativamente pequenas. Portanto pode-se concluir que o TMIF praticamente não influencia na corrente do indutor

boost, exceto pela pequena parcela composta pela indutância de dispersão que se soma ao indutor e contribui na filtragem da corrente de modo comum.

Apesar das considerações acima serem verdadeiras é desejável ter um conversor compacto ao mesmo tempo eficiente. Portanto, na prática existe um custo benefício entre manter a corrente magnetizante muito pequena em relação ao volume do dispositivo magnético. Nesse sentido, é comum utilizar-se como critério de projeto um percentual aceitável de corrente fluindo pela indutância magnetizante de tal modo que o TMIF apresente um volume adequado. Sabendo-se que no conversor sob análise a tensão aplicada em cada enrolamento do transformador de interfase corresponde a um quarto da tensão de barramento CC e que o tempo de aplicação desse potencial depende diretamente da razão cíclica do conversor, a variação de corrente na indutância magnetizante pode ser calculada por:

$$\Delta i_{DM} = \frac{dV_{DC}}{4L(1+k)f_s} \underset{d=0,5}{\leq} \frac{V_{DC}}{8L(1+k)f_s}. \quad (3.46)$$

Nota-se também que a ondulação é máxima quando $d = 0,5$ e, neste momento, a forma de onda da corrente magnetizante assume um formato triangular.

As perdas no núcleo do TMIF são estimadas utilizando iGSE. Como o ponto de operação do conversor muda constantemente de modo a satisfazer o perfil senoidal das tensões e correntes impostas na entrada do retificador, as equações para o cálculo das perdas em cada região de operação são definidas por:

$$P_v = \begin{cases} |\Delta B|^{\beta-\alpha} \frac{k_i}{T_s} \left[|\Delta B|^\alpha (dT_s)^{1-\alpha} \right] \forall \left[0 < d < \frac{1}{2} \right] \\ |\Delta B|^{\beta-\alpha} \frac{k_i}{T_s} \left[|\Delta B|^\alpha ((1-d)T_s)^{1-\alpha} \right] \forall \left[\frac{1}{2} < d \right] \end{cases} \quad (3.47)$$

Vale destacar que o conversor apresenta simetria de operação a cada um quarto de onda em relação ao período da corrente de entrada.

Figura 3.13: Modelos elétricos equivalentes para o transformador de interfase. Em (a) o modelo clássico de indutor acoplado encontrado na literatura em (b) o modelo visto como um transformador perfeitamente simétrico com a distribuição da indutância magnetizante em ambos os lados. Em (c) o modelo resultante que coloca em destaque as indutâncias de dispersão e magnetizante do TMIF.

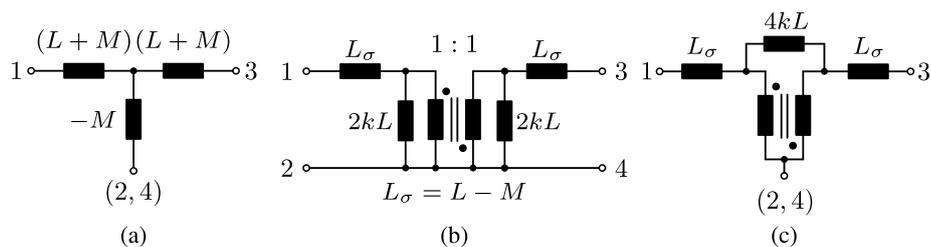
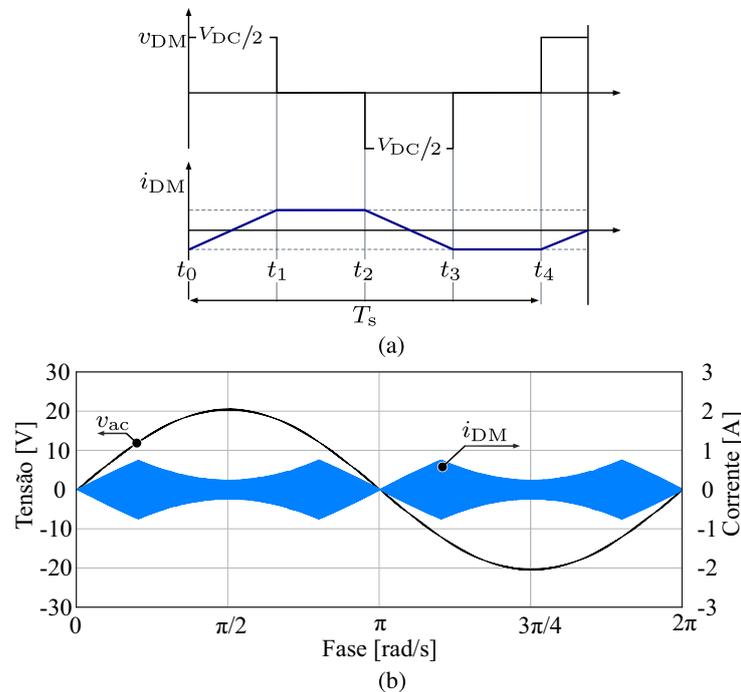




Figura 3.14: Formas de onda no TMIF. Em (a) tensão e corrente de modo diferencial em um ponto estático e arbitrário. Em (b) o perfil da corrente de modo diferencial em relação à um período da tensão de entrada.



3.3 Modelagem e Controle

A presença de distorções e deslocamentos de fase entre tensão e corrente de retificadores, levou ao desenvolvimento de conversores CA-CC e técnicas de controle voltadas à correção do fator de potência (PFC), conferindo aos equipamentos elevado fator de potência e melhor qualidade de energia. Quando a tensão e corrente de um retificador possuem o mesmo perfil, com a mesma fase e frequência, o circuito se comporta como um resistor drenando apenas potência ativa.

Conversores estáticos normalmente são projetados de acordo com um modo de operação, sendo definido em função da corrente do indutor, a qual pode ser contínua (CCM - *Continuous Conduction Mode*), descontínua (DCM - *Discontinuous Conduction Mode*), ou crítica (BCM - *Boundary Conduction Mode*), em um período de comutação do conversor. Em geral, os modos DCM e BCM apresentam facilidades de implementações mas também têm limitações, as quais comprometem a eficiência do conversor, tendo em vista grandes variações de corrente, elevando o estresse de corrente dos semicondutores e elementos magnéticos em relação ao modo CCM. Portanto, todas as análises e técnicas de controle abordadas neste capítulo, são voltadas exclusivamente ao modo CCM.

Tradicionalmente na concepção de estágios retificadores PFC são utilizadas duas malhas de controle. Assim sendo, uma malha interna é destinada ao controle da corrente de entrada, enquanto que uma segunda malha atua no controle da tensão de saída, que por sua vez gera a referência visando controlar a amplitude da corrente na malha interna.



Inicialmente a tensão de saída do conversor é considerada constante e seu controle será realizado pelos estágios de conversão posteriores. Ao contrário das aplicações tradicionais, nas quais é desejável que perturbações no lado CA não sejam refletidas para o lado CC, aqui busca-se fazer com que perturbações no barramento CC não afetem o lado CA, utilizando para isso a pré-alimentação ou (*feedforward*) da tensão CC na malha de controle. Perante o objetivo principal de emular uma resistência no lado CA do retificador, fazendo com que a tensão alternada esteja em fase com a corrente transmitida através da linha de transmissão, os estudos são voltados exclusivamente para o controle na porta CA do conversor.

Nas aplicações típicas de retificadores conectados à rede, tem-se a configuração ilustrada na figura Figura 3.15(a), em que a corrente drenada pelo conversor pode ser vista como uma consequência da tensão aplicada na porta CA. Neste caso, como a tensão da rede tem amplitude fixa, torna-se conveniente calcular a potência através da relação

$$P = \frac{V^2}{R}. \quad (3.48)$$

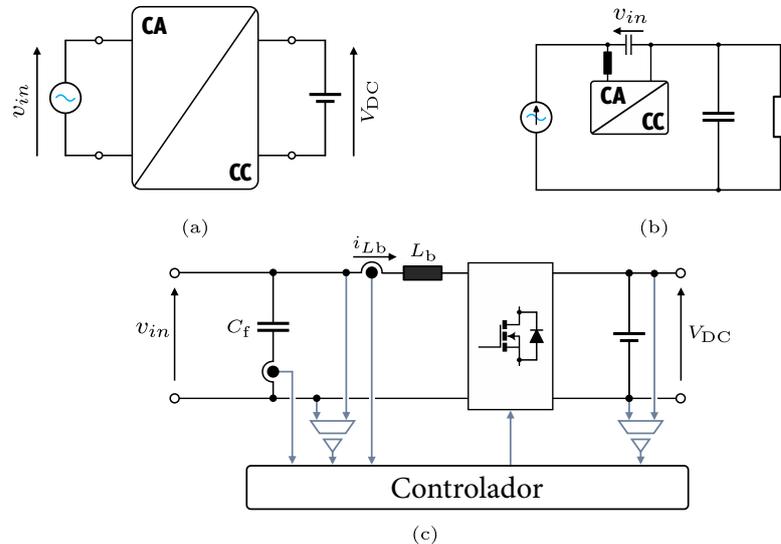
Logo, neste caso se quisermos reduzir a potência drenada pelo retificador é necessário aumentar a resistência R que é emulada pelo retificador. Ao contrário, na aplicação proposta a corrente é imposta pelo gerador conectado na entrada da linha de transmissão e quem define a magnitude da corrente que circulará pelo circuito é a carga que está no outro lado da linha de transmissão e não o retificador. Neste caso, a carga do sistema, como já mencionado é uma máquina ou algum outro equipamento. Desta forma, é possível descrever simplificada o retificador tal como na Figura 3.15(b). Observa-se agora que, como a corrente na entrada do retificador é definida e o conversor emula uma resistência, a tensão v_{in} será uma consequência da corrente, portanto, torna-se conveniente definir a potência processada pelo retificador como

$$P = R \cdot I^2. \quad (3.49)$$

Portanto, quando a resistência emulada pelo conversor diminui, reduz-se a potência processada pelo estágio retificador e consequentemente a amplitude de v_{in} também será reduzida.

O estágio retificador nas primeiras análises pode ser representado conforme ilustra a Figura 3.15(c). Na entrada do retificador está sendo considerado um filtro LC. O indutor L_b é necessário para reduzir a ondulação na corrente processada pelo retificador, enquanto que o capacitor C_f oferece um caminho de baixa impedância para as componentes de alta frequência presentes na corrente i_{Lb} , evitando que as mesmas se propaguem pelo restante do circuito. Por outro lado, esta configuração insere uma ressonância decorrente dos elementos do filtro. Isto faz com que a impedância de entrada do retificador tenha um

Figura 3.15: Em (a) aplicação típica de um retificador conectado à rede. Em (b) configuração simplificada do retificador conectado na linha de transmissão. Em (c) a estrutura básica do conversor para fins de controle, incluindo detalhes sobre as variáveis mensuradas.



desvio, tal que a magnitude e a fase seja diferente de uma resistência para componentes harmônicos de ordem elevada. A tensão de saída é mensurada apenas para possibilitar o desacoplamento do conversor, conforme dito linhas acima.

3.3.1 Modelagem Orientada ao Controle da Corrente

A estrutura de potência do conversor pode ser representada através de um circuito elétrico equivalente, no qual o conversor é visto como uma fonte de tensão controlada v_e , cuja amplitude é dependente da variável de controle m , que representa o índice de modulação do conversor, conforme a ilustração da Figura 3.16.

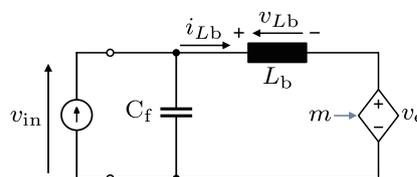
A tensão sobre o indutor é dada pela diferença entre as tensões v_{in} e v_e . Logo, o conversor deve satisfazer a relação dada por:

$$v_e = mV_{DC} = v_{in} - L_b \frac{di_{Lb}}{dt} \quad (3.50)$$

Aplicando a transformada de Laplace e isolando a eq. (3.50) em função da corrente i_{Lb} , obtêm-se:

$$i_{Lb}(s) = \frac{1}{sL_b} \left[v_{in}(s) - m(s)V_{DC} \right]. \quad (3.51)$$

Figura 3.16: Circuito equivalente do conversor para modelagem e controle da corrente.





A tensão v_{in} é definida por:

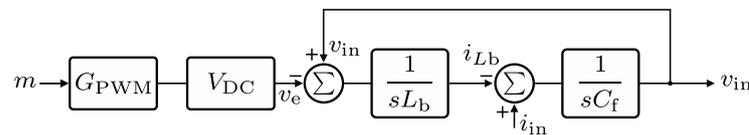
$$v_{in} = v_{C_f} = \frac{1}{C_f} \int (i_{in} - i_{L_b}) dt. \quad (3.52)$$

Aplicando a transformada de Laplace

$$v_{in}(s) = v_{C_f}(s) = \frac{1}{sC_f} (i_{in} - i_{L_b}). \quad (3.53)$$

Por fim, a partir da eq. (3.51) e (3.53) é elaborado o diagrama em blocos apresentado na Figura 3.17, que representa a dinâmica da corrente de entrada do conversor e será utilizado nas análises das seções seguintes.

Figura 3.17: Diagrama em blocos do retificador utilizado para o controle da corrente de entrada.



3.3.2 Técnicas de Controle da Corrente

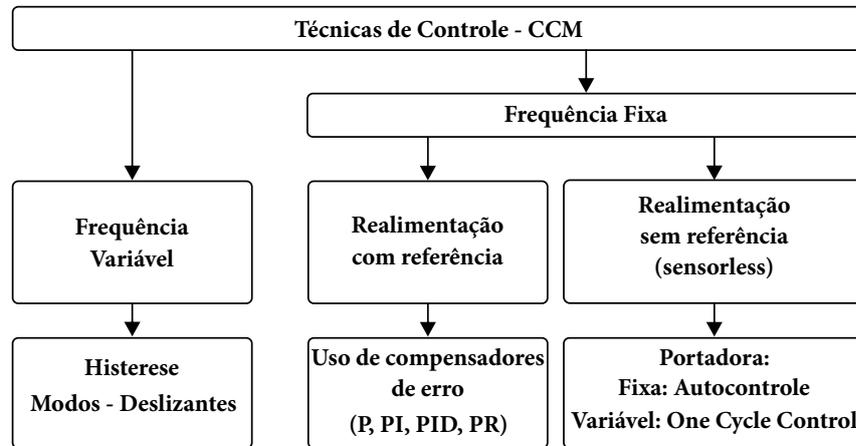
Para o modo de operação CCM, existe na literatura uma diversidade de técnicas de controle [76]. Tipicamente o custo-benefício ou critérios estabelecidos por normas ditam os índices mínimos que devem ser atingidos. Neste sentido, nem todas apresentam o mesmo desempenho em relação à reprodução de componentes harmônicas. Este fator é notável, quando por exemplo, a frequência da rede aumenta ou a largura de banda é reduzida, como acontece em aplicações aeroespaciais nas quais a frequência da rede é elevada visando a redução de peso e volume, situando-se na faixa de 360-800 Hz, conforme reportado por [86]. Portanto, com o objetivo de encontrar técnicas e artifícios que possibilitem resposta plana em uma ampla faixa de frequências, busca-se analisar qualitativamente as principais técnicas de controle, tendo como critério de escolha o desempenho e simplicidade de implementação.

Com objetivo de estabelecer uma classificação, é possível dividir as técnicas de controle da corrente considerando a modulação com frequência fixa ou variável, conforme ilustrado na Figura 3.18. Em geral, as que utilizam modulação (PWM) com frequência fixa têm maior aceitação, já que as estruturas com frequência variável tipicamente demandam mais recursos de controle, considerando a implementação digital. Em relação às de frequência fixa, ainda podem ser subdivididas em realimentação com ou sem referência explícita (*sensorless*) [87].

Nas técnicas de controle com referência explícita, a tensão do lado CA é mensurada da qual é extraída a referência do sistema. Um compensador é adotado para corrigir o erro, gerando a ação de controle m . No entanto, como será visto na seção seguinte, a ten-



Figura 3.18: Classificação das técnicas de controle de corrente para retificadores operando no modo CCM.



são v_{in} representa também uma perturbação no ramo direto, deteriorando o desempenho da malha de controle da corrente, posto que boa parte da ação de controle é destinada à rejeição da perturbação, originada da própria tensão v_{in} . Este tipo de controle se torna interessante quando o objetivo é operar com correntes perfeitamente senoidais independente das distorções presentes na rede. Neste caso, é comum o uso de uma referência externa, oriunda de um circuito com detecção de fase (PLL - *Phase-Locked Loop*) por exemplo.

Em contrapartida, os métodos baseados na realimentação sem referência explícita não utilizam sensor de tensão. Neste caso, o controle é feito considerando a relação existente entre a corrente do indutor e a tensão emulada nos terminais CA do conversor, ou seja, a referência do sistema é a própria perturbação. Portanto, a malha de controle se torna mais simples e, tanto a tensão quanto a corrente de entrada, terão o mesmo aspecto.

A realimentação com referência explícita é a estratégia mais difundida na literatura, sendo comum o uso de compensadores do tipo proporcional (P), proporcional integral (PI), proporcional ressonante (PR), entre outros. Como será mostrado na seção seguinte, o controle da tensão v_e (Cf. Figura 3.16) depende da dinâmica vinculada à malha de controle. Por outro lado, nas técnicas sem referência existe uma relação direta entre v_e e a corrente no indutor, satisfazendo a lei de Ohm. Desta forma, o termo mV_{DC} (Cf. Eq 3.51) é associado diretamente a um resistor emulado e o conversor é visto como uma carga linear. Isso se reflete em algumas diferenças na resposta em frequência da impedância equivalente do conversor.

As principais técnicas de controle com realimentação sem referência explícita se dividem em portadora fixa, caracterizando o autocontrole [87, 88, 89] e portadora variável, popularizada como (OCC - *One Cycle Control*) [90, 91, 92]. Supondo que o conversor tenha o comportamento de uma resistência emulada R_e , de modo que possa ser descrita



por:

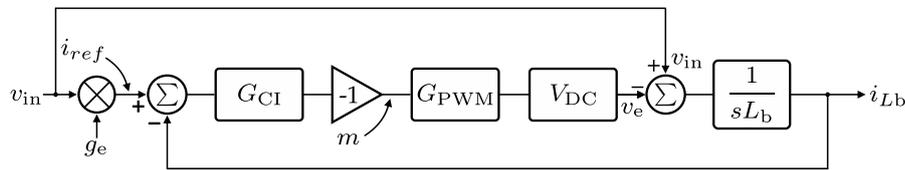
$$R_e = k_i G_{\text{PWM}} V_{\text{DC}} \quad (3.54)$$

Então, a diferença entre as técnicas apontadas, reside no fato de que o autocontrole controla R_e através de (k_i) , cuja dimensão é Ω/V . Já a filosofia de controle por portadora controlada, atua variando o ganho do modulador (amplitude da portadora v_{pp}). Percebe-se que ambas as técnicas possuem o mesmo tipo de realimentação mas atuam em parâmetros distintos, posto que k_i é diretamente e v_{pp} inversamente proporcional à R_e . Considerando a implementação digital, sabe-se que os dispositivos (DSPs) apresentam facilidades na implementação de moduladores com portadora de amplitude fixa. Neste contexto, apenas o autocontrole será adotado nas análises seguintes. No entanto, os artifícios utilizados no autocontrole podem ser também aplicados em conjunto com técnicas baseadas em portadora controlada, sem perder a generalidade.

3.3.3 Controle com Referência Explícita

A técnica que utiliza realimentação com referência explícita é uma das mais utilizadas para o controle de conversores estáticos [76]. O método consiste em compensar o erro gerado pela diferença entre a corrente de referência (i_{ref}) e a do indutor (i_{Lb}) através de um controlador (G_{ci}), conforme apresentado na Figura 3.19. O ganho unitário com sinal negativo estabiliza a malha de controle, posto que o conversor opera com a razão cíclica complementar, aqui representada por m . A tensão v_{in} é multiplicada por uma condutância g_e , gerando a referência senoidal da malha de controle. A condutância g_e , em aplicações convencionais surge como resultado do controle da tensão no lado CC do conversor. Neste trabalho, g_e simboliza a condutância emulada, diretamente relacionada com a potência processada pelo retificador. Nota-se, que v_{in} também apresenta um termo de perturbação ao ramo direto.

Figura 3.19: Diagrama em blocos da malha de controle com referência.



Neste sistema, a função de transferência da corrente i_{Lb} pela tensão de entrada é dada por:

$$Y_{in} = \frac{i_{Lb}(s)}{v_{in}(s)} = \frac{1 + g_e G_{\text{CI}} G_{\text{PWM}} V_{\text{DC}}}{sL_b + G_{\text{CI}} G_{\text{PWM}} V_{\text{DC}}} \quad (3.55)$$

Para facilitar a análise, é comum a decomposição da eq. 3.55 em duas componentes. A primeira parcela (Y_1) é dada pela função de transferência da corrente (i_{Lb}) em relação à perturbação (v_{in}), enquanto que a segunda parcela (Y_2) é dada pela função de transferência



da corrente (i_{Lb}) pela referência (i_{ref}), resultando em 3.56 e 3.57.

$$Y_1 = \frac{i_{Lb}(s)}{v_{in}(s)} \Big|_{i_{ref}(s)=0} = \frac{1}{sL_b + G_{CI}G_{PWM}V_{DC}} \quad (3.56)$$

$$Y_2 = \frac{i_{Lb}(s)}{i_{ref}(s)} \Big|_{v_{in}(s)=0} = \frac{G_{CI}G_{PWM}V_{DC}}{sL_b + G_{CI}G_{PWM}V_{DC}} \quad (3.57)$$

As equações 3.56 e 3.57 mostram que nesta estrutura de controle o tipo de controlador adotado implica em alterações no perfil da admitância equivalente do conversor. Na literatura, é comum o uso de compensadores proporcional Integral (PI). Este tipo de compensador possui um polo na origem e um zero, alocado em alta frequência. Quando se utiliza controle analógico, tipicamente um polo adicional também é incluído entre $[\frac{f_s}{2}, f_s]$, com o objetivo de atenuar ruídos oriundos da comutação. A função de transferência do controlador é apresentada pela Eq. 3.58.

$$G_{CI}(s) = K_c \frac{(1 + s/\omega_z)}{s(1 + s/\omega_p)} \quad (3.58)$$

A posição do zero e o ganho do controlador, são determinados em função da frequência de cruzamento do sistema. As seguintes condições devem ser satisfeitas:

$$\begin{cases} |T_i| = 1 \\ \arg\{T_i\} = -\pi + M_{fd} \end{cases} \quad (3.59)$$

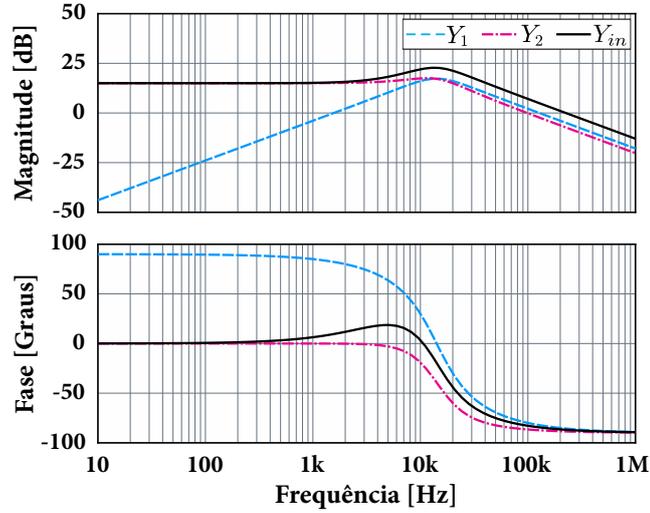
onde T_i é a função de transferência de ramo direto e M_{fd} é a margem de fase desejada. Para simplificar a análise, o segundo polo do compensador será desconsiderado.

Apesar de ser bastante utilizado, sabe-se que este tipo de compensador quando aplicado em sistemas com referência variável é incapaz de anular o erro em regime permanente para uma referência senoidal, assim como rejeitar distúrbios com sinais periódicos [93]. Em geral, a largura de banda do compensador deve ser ampla, permitindo a passagem de todas as componentes espectrais significativas. A perda de desempenho e distorções na passagem por zero são apresentadas em [86]. Para melhor compreensão, na figura 3.20 são apresentadas as respostas em frequências para cada componente de admitância do conversor usando um compensador PI.

A parcela Y_1 , com este tipo de compensador, apresenta um zero na origem. Logo este termo possui 90° de defasagem, tendo característica capacitiva na faixa abaixo da frequência de cruzamento do sistema. Em geral, a magnitude desta componente em 50-60 Hz é baixa, tendo pouco impacto na admitância total do conversor. No entanto, torna-se mais significativa à medida que se aproxima da frequência de cruzamento. Por outro lado, nestas condições, o sistema opera com um sinal de erro grande, visto que a tensão sobre o indutor é tipicamente pequena em relação à da rede e, portanto, a maior parte da ação



Figura 3.20: Resposta em frequência das componentes de admitância do retificador *boost* referentes ao controle com referência, utilizando um compensador proporcional integral PI.



de controle é destinada à rejeição da perturbação imposta pela rede no ramo direto da malha de corrente.

Para neutralizar Y_1 , utiliza-se uma malha de pré-alimentação (*feedforward*), a qual já é bem conhecida na literatura [94, 95, 86], podendo ser vista como um complemento ao controle com referência tradicional. A malha de pré-alimentação é um meio eficiente de reduzir ou eliminar efeitos de distúrbios em sistemas de controle, particularmente naqueles com referência variável no tempo [96, 95, 86]. A implementação desta técnica é ilustrada na Figura 3.21. Em resumo, a ação de controle gerada por essa malha (v_{fl}), tem por finalidade levar o sinal de controle próximo ao índice de modulação nominal, o conversor por sua vez reproduz uma tensão senoidal em seus terminais igual à de entrada, anulando o efeito da perturbação, enquanto se reduz o esforço de controle no seguimento à referência [96]. A eq. 3.51 pode agora ser reescrita considerando o termo adicionado, resultando na eq. 3.60.

$$i_{Lb}(s) = \frac{1}{sL_b} \left[v_{in}(s) - \left(\frac{1}{K_{PWM}V_{DC}} v_{in}(s) - m(s) \right) K_{PWM}V_{DC} \right] \quad (3.60)$$

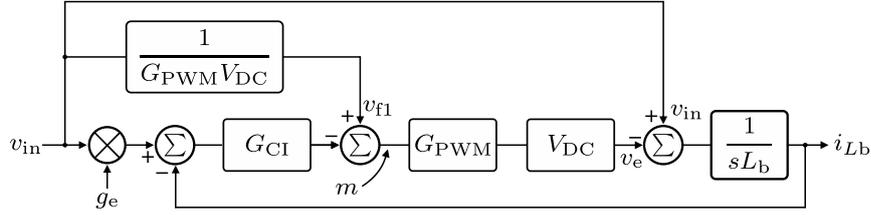
Logo, simplificando a eq. 3.60, e isolando em função da variável de controle $m(s)$, é possível concluir que toda a ação de controle produzida, passa a ser destinada exclusivamente para a síntese da tensão sobre o indutor, ou seja:

$$m(s) = \frac{v_{Lb}}{K_{PWM}V_{DC}} \quad (3.61)$$

Nota-se que apesar de contribuir na performance, reduzindo o esforço de controle no seguimento da referência, ainda existe uma dinâmica variável na corrente i_{Lb} , relacionada com a produção da tensão no indutor, de modo que o compensador não garante erro nulo.



Figura 3.21: Diagrama em blocos do controle por valores médios com malha de pré-alimentação da perturbação.

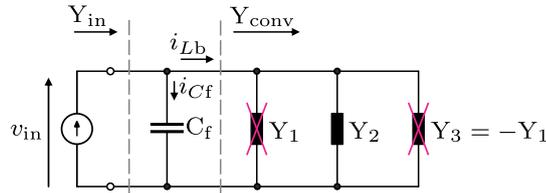


Do ponto de vista da admitância, ao incluir a pré-alimentação da perturbação acrescenta-se ao sistema uma nova componente (Y_3), cuja a função de transferência é dada por:

$$Y_3 = \frac{i_L(s)}{v_f(s)} = \frac{-1}{sL_b + G_{CI}G_{PWM}V_{DC}} \quad (3.62)$$

Considerando todos os termos de admitância, pode-se obter um circuito equivalente, conforme é ilustrado na Figura 3.22. Como Y_3 tem sinal oposto a Y_1 , ambas se cancelam permanecendo apenas Y_2 .

Figura 3.22: Circuito elétrico equivalente do retificador, sendo representado por admitâncias, incluindo também um capacitor de filtro C_f .



Substituindo os parâmetros do controlador, Y_2 pode ser reescrita como:

$$Y_2 = \frac{(s/\omega_z + 1)g_e}{s^2/\omega_n^2 + s/\omega_z + 1} \quad (3.63)$$

onde: $\omega_n = \sqrt{K_c G_{PWM} V_{DC} / L_b}$. Desta forma, as principais características de Y_2 são: (i) um zero alocado em:

$$\omega_z = \frac{k_i}{k_p} \quad (3.64)$$

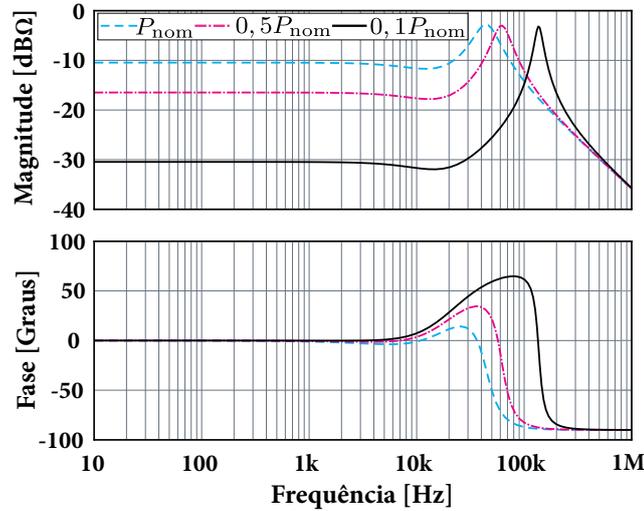
(ii) Um par de polos complexos localizados em:

$$s_{(p1,p2)} = -\frac{1}{\omega_z} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{\omega_z}\right)^2 - 4\frac{L_b}{K_c G_{PWM} V_{DC}}} \quad (3.65)$$

Para evitar a propagação de componentes de alta frequência pelo restante do circuito, o capacitor C_f é acrescentado junto com o indutor na entrada, o qual proporciona um caminho alternativo de baixa impedância para componentes de corrente em alta frequência presentes em i_{Lb} . Este elemento é dimensionado em função da frequência de



Figura 3.23: Resposta em frequência da impedância de entrada do retificador com filtro LC para diferentes potências processadas, usando a técnica de realimentação com referência.



comutação, causando pouco impacto na faixa de 0-100 Hz. Porém, na medida em que a frequência aumenta, aproximando-se da ressonância gerada por $L_b - C_f$, o capacitor passa a ter efeito significativo, gerando desvios de fase diretamente relacionados com a resistência emulada pelo conversor, sendo também responsável por distorções e perda de performance, como tem sido reportado na literatura [97, 98].

A admitância do conversor após a adição da malha de pré-alimentação da perturbação é representada pela componente Y_2 (Cf. Figura 3.22), a qual apresenta um termo de segunda ordem como mostra a eq. 3.63. Logo, a impedância total considerando o capacitor, será dada por:

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_2 + sC_f} = \left[\frac{(s/\omega_z + 1)g_e}{s^2/\omega_n^2 + s/\omega_z + 1} + sC_f \right]^{-1} \quad (3.66)$$

A eq. 3.66, mostra que Z_{in} , resulta em um polinômio de terceira ordem, cuja característica é mostrada através da Figura 3.23, para diferentes valores de resistência.

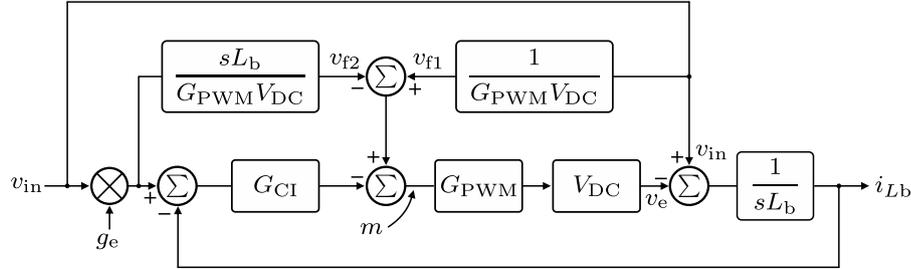
Com a variação da potência processada a tendência é que a impedância equivalente seja menos amortecida, resultando conseqüentemente em picos de ressonância menos amortecidos. Em [97], sugere-se inserir um compensador na referência do sistema, buscando eliminar os termos reativos em Y_2 de tal modo que esta componente seja descrita apenas pela condutância g_e . Desta forma, a impedância equivalente Z_{in} terá característica de primeira ordem, determinada pelo inverso da soma $g_e + sC_f$ (Cf. a eq. 3.66).

Neste sentido, uma opção mais interessante é a utilização da técnica denominada *full-feedforward* proposta por [86], ilustrada no diagrama em blocos apresentado na Figura 3.24. Basicamente a funcionalidade desta malha é fazer a pré-alimentação da tensão no indutor, gerando uma ação de controle cossenoidal. Com isso, todo o esforço de controle necessário para rejeitar tanto a perturbação quanto para sintetizar a tensão no indutor



é gerada por malhas de pré-alimentação. Portanto, a dinâmica da corrente é idealmente eliminada, ou seja, o compensador atua somente sobre o erro, reduzindo conseqüentemente o esforço de controle, conforme discutido em [99, 100].

Figura 3.24: Estrutura de controle utilizando realimentação com referência e malha de pré-alimentação da tensão no indutor.

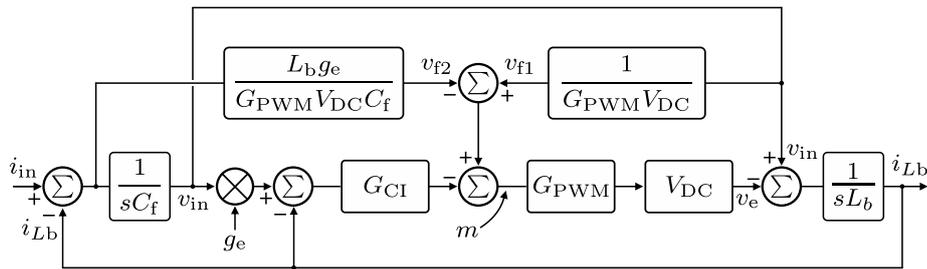


O equacionamento do diagrama de blocos apresentado pela Figura 3.24, mostra que a parcela reativa da admitância do conversor é cancelada, resumindo-se em:

$$Y_{\text{conv}} = \frac{i_{Lb}(s)}{v_{in}(s)} = g_e \quad (3.67)$$

Por outro lado, surge uma segunda opção, evitando o cálculo da ação derivativa através de controle. A derivada da tensão na entrada é igual à corrente em C_f . Portanto, é possível reorganizar o diagrama de blocos da Figura 3.24, em função da corrente no capacitor, buscando sem perda de generalidade, obter o mesmo efeito. O diagrama resultante com todas as modificações é apresentado por meio da Figura 3.25.

Figura 3.25: Diagrama final da estrutura de controle com referência, incluindo todas as melhorias para obter característica resistiva em ampla faixa de frequências.



Nota-se que na prática é feita a divisão pela tensão de barramento CC dinâmica. Isso garante que oscilações no lado CC não sejam refletidas para o lado CA do retificador. Simplificando o diagrama de blocos da Figura 3.25, obtêm-se a impedância de entrada Z_{in} , descrita por:

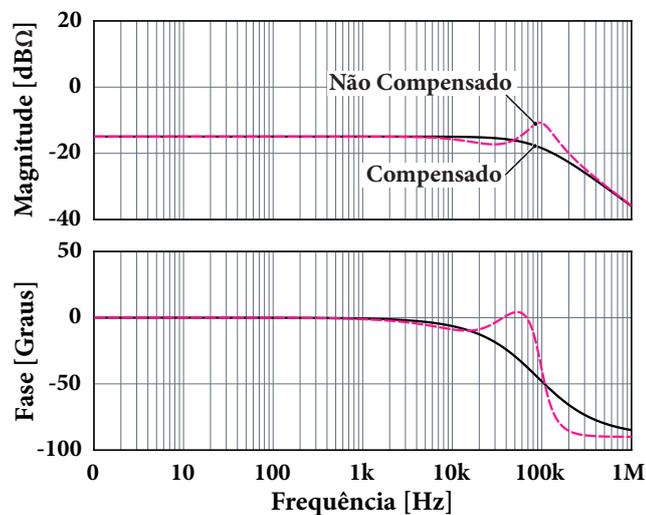
$$Z_{in} = \frac{R_e}{1 + R_e C_f s} \quad (3.68)$$

Percebe-se que o sistema passa a ter comportamento de primeira ordem, e a frequência do polo é dependente de R_e . Para que Z_{in} tenha comportamento resistivo



dominante em uma ampla faixa de frequências, é evidente que o capacitor C_f representa uma restrição de projeto. Na frequência do polo a defasagem do sistema é de -45° . Portanto, para evitar grandes desvios de fase, estima-se que a posição do polo deva ficar ao menos meia década acima da máxima frequência na qual se deseja obter o comportamento resistivo, com desvio de fase restrito em aproximadamente 10° no limite superior. Para validar as análises, na Figura 3.26 são apresentadas as respostas do sistema obtidas em simulação, considerando o caso não compensado (cf. Figura 3.19) e o sistema com a compensação (cf. Figura 3.25).

Figura 3.26: Comparação da resposta em frequência obtida através de simulação para o controle por realimentação, considerando a estratégia de compensação proposta.



3.3.4 Autocontrole da Corrente de Entrada

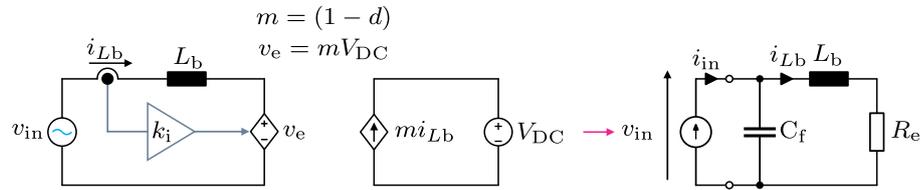
Os primeiros estudos em relação ao autocontrole da corrente da entrada, foram discutidos por [87, 88, 89]. Posteriormente foi utilizada para compensar a indutância em um sistema gerador síncrono de ímã permanente [101]. A técnica de autocontrole consiste na realimentação direta da corrente de entrada, ou seja, não existe uma referência externa e a compensação de um erro, como ocorre na técnica de controle por valores médios [87, 89]. O princípio de operação consiste em fazer com que a corrente i_{Lb} esteja em fase com a tensão v_e , baseando-se na proporcionalidade existente entre i_{Lb} e m . O valor da resistência emulada a potência processada é determinado ajustando o valor de k_i , conforme ilustrado na Figura 3.27.

A tensão da rede é vista apenas como um sinal de entrada, não há nenhum termo que se comporte como perturbação, simplificando toda a análise. A estrutura de controle é descrita através do diagrama em blocos apresentado na Figura 3.28. Por simplicidade, num primeiro momento o ganho do modulador será considerado unitário.

Em aplicações tradicionais, assume-se que a queda de tensão na reatância do indutor é muito pequena na frequência da rede (50-60Hz). Logo, a impedância resultante



Figura 3.27: Circuito equivalente do retificador *boost* com a técnica de auto-controle da corrente de entrada.



será predominantemente resistiva. A principal vantagem apresentada na concepção desta técnica é a simplicidade de implementação, dispensando o monitoramento da tensão de entrada e o uso da malha de pré alimentação para rejeição de perturbações. A admitância equivalente do conversor neste caso, é dada por uma componente única, representada através da Eq. 3.69.

$$Y_{in} = \frac{i_{Lb}}{v_{in}} = \frac{1}{k_i V_{DC}} \frac{1}{1 + (L_b/k_i V_{DC})s} = \frac{1}{R_e} \frac{1}{1 + (L_b/R_e)s} \quad (3.69)$$

Nota-se que Y_{in} tem característica de primeira ordem, posto que k_i é um termo proporcional e V_{DC} é a tensão de saída do retificador. Considerando o ganho G_{PWM} unitário, o produto $k_i V_{DC}$ representa a resistência emulada pelo conversor, sendo ajustada de acordo com a potência drenada, logo a posição do polo de Y_{in} é variável. Dada a característica de filtro passa baixa, perturbações acima da frequência de corte terão atenuação de 20 dB por década. Em aplicações tradicionais, recomenda-se que o polo seja projetado para ficar ao menos uma década acima da frequência da rede [88], o que é naturalmente obtido pelos critérios de projeto, fazendo com que a defasagem existente seja relativamente pequena em relação à frequência fundamental.

Assim como nos sistemas de controle com referência, incluindo o capacitor C_f no circuito, modifica-se a impedância do conversor vista pelo ponto de conexão, passando neste caso a ter característica de segunda ordem. A resposta em frequência para pontos distintos de operação é ilustrada pela Figura 3.29. Neste circuito, se a resistência emulada for nula, tem-se como resultado um circuito LC paralelo não amortecido, visto dos terminais de entrada. Ao contrário, se a resistência fosse infinita, a impedância seria determinada somente pelo capacitor.

Figura 3.28: Diagrama em blocos equivalente para a técnica de autocontrole da corrente de entrada.

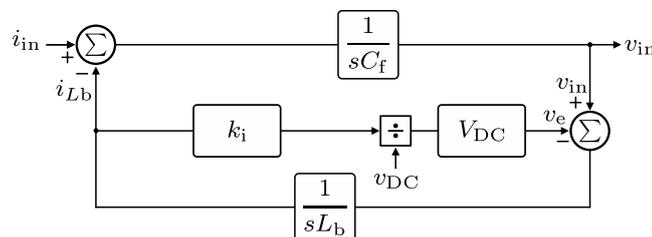
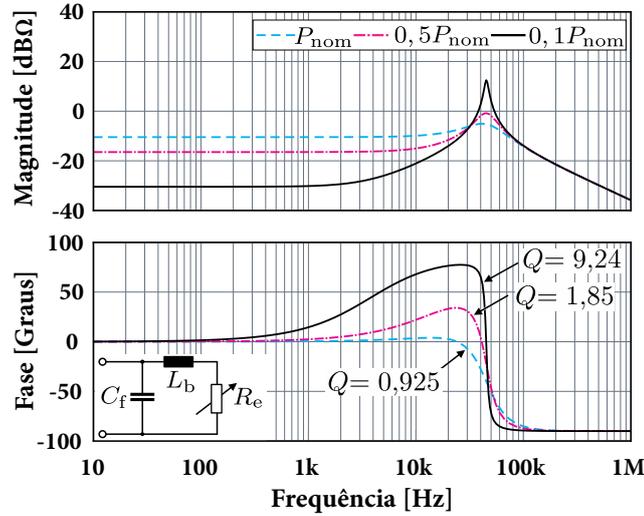


Figura 3.29: Resposta em frequência da impedância de entrada do retificador *boost* com a técnica de autocontrole e com filtro LC.


A impedância equivalente nesta configuração é dada por:

$$Z_{in} = \frac{i_{in}}{v_{in}} = \frac{R_e + sL_b}{L_b C_f s^2 + R_e C_f s + 1}. \quad (3.70)$$

As principais características de Z_{in} são: (i) um zero dependente de R_e ,

$$\omega_z = \frac{R_e}{L_b}; \quad (3.71)$$

(ii) Um par de polos complexos localizados em:

$$\omega_{p1}, \omega_{p2} = \left| \frac{-R_e C_f \pm \sqrt{(R_e C_f)^2 - 4L_b C_f}}{2L_b C_f} \right|; \quad (3.72)$$

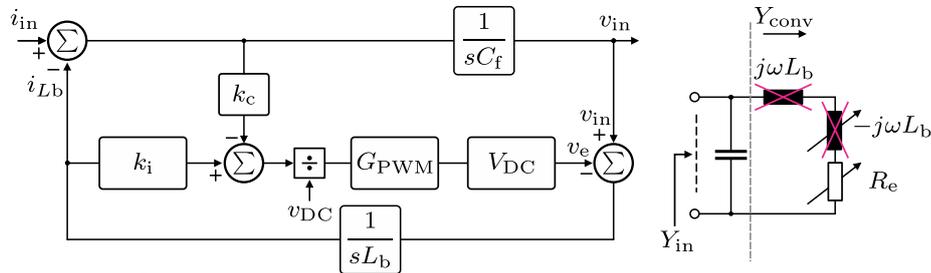
(iii) fator de qualidade dado por:

$$Q = \frac{1}{R_e} \sqrt{\frac{L_b}{C_f}}. \quad (3.73)$$

Observando a eq. (3.71), percebe-se que quando a resistência emulada diminui o zero se desloca para baixas frequências ao passo que o fator de qualidade aumenta, reduzindo o amortecimento e agravando o desvio de fase na resposta em frequência de Z_{in} . Ressalta-se que dependendo dos critérios adotados no projeto do filtro, o fator de qualidade será diferente, com casos que mostrem respostas em frequência relativamente distintas, quando comparadas àquelas apresentadas na Figura 3.29.

A estratégia proposta para compensar este efeito é semelhante àquela do controle com referência, utilizando a corrente do capacitor C_f . O conversor pode então ser representado pelo diagrama em blocos ilustrado na Figura 3.30. Nota-se também que está

Figura 3.30: Diagrama em blocos da estratégia de autocontrole com compensação utilizando realimentação da corrente no capacitor, incluindo detalhes sobre o termo de admitância acrescentado ao circuito por meio da malha adicionada.



sendo feita uma pré alimentação da tensão de saída, visando eliminar o termo V_{DC} da malha, haja visto que na prática seu valor contém oscilações, as quais não devem ser refletidas para lado CA do conversor.

A partir da Figura 3.30, obtêm-se admitância da estrutura, que passa a ser dada por:

$$Y_{in} = \frac{1}{k_i} \frac{1 + k_c C_f s}{1 + (L_b/k_i)s} + sC_f = g_e \frac{1 + k_c C_f s}{1 + g_e L_b s} + sC_f. \quad (3.74)$$

Percebe-se que a estratégia de compensação acrescenta um grau de liberdade ao sistema, visto que o ganho k_c é uma variável independente. Portanto, ajustando k_c é possível controlar a admitância do conversor. Neste sentido, adotando um ganho tal como:

$$k_c = \frac{L_b}{k_i C_f}. \quad (3.75)$$

a parcela reativa da admitância do conversor é cancelada, restando apenas a condutância

Figura 3.31: Verificação da resposta em frequência obtida através de simulação para a técnica de autocontrole.

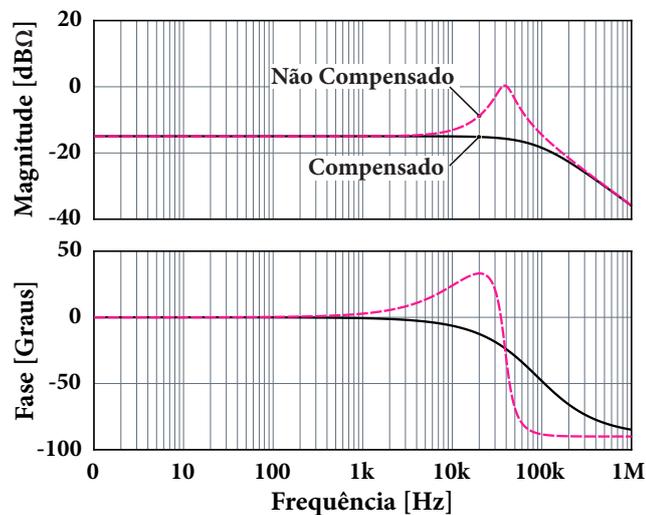
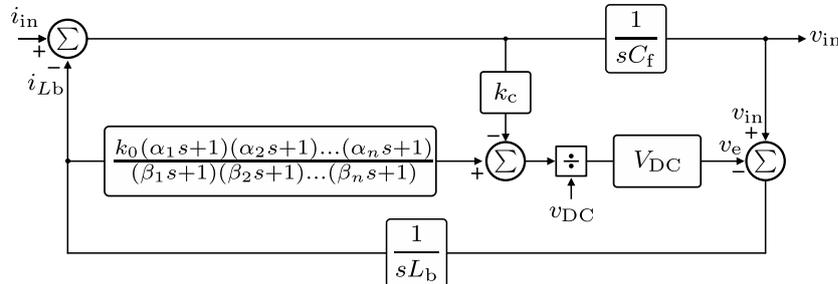


Figura 3.32: Estratégia de controle proposta para emular o efeito pelicular do cabo. Polos e zeros são acrescentados à malha de controle do retificador para aumentar a ordem do sistema, fazendo com que o módulo da impedância equivalente tenha um crescimento de 10 dB/década em uma determinada faixa de frequências.



g_e . Logo, a impedância vista nos terminais de entrada passa a ser:

$$Z_{in} = \frac{R_e}{1 + (R_e C_f) s} \quad (3.76)$$

Para comprovar as análises, na Figura 3.31 são apresentadas as respostas em frequência obtidas em simulação para o autocontrole tradicional em comparação com a estratégia de compensação proposta.

3.3.5 Emulação do Efeito Pelicular

O conceito de emulação do efeito pelicular proposto, tem como princípio a modificação da impedância de entrada do conversor de tal modo que o módulo aumente com a elevação da frequência, aproximando-se da parte real da impedância do cabo, a qual representa sua resistência, conforme discutido anteriormente. Para isso será necessário elevar a ordem da impedância de entrada do retificador. Utilizando os conceitos da teoria de controle, sabe-se que a adição de um zero no sistema proporciona o aumento no módulo da função de transferência numa razão de 20 dB/década e, a adição de um polo possibilita o efeito oposto, podendo neutralizar o zero adicionado. Também foi demonstrado no capítulo anterior que a variação da resistência com a frequência ocorre numa razão de 10 dB/década. Portanto, para obter o efeito desejado é necessária a adição de um conjunto de polos e zeros ao sistema, de modo que a contribuição de cada zero adicionado seja limitada por um polo possibilitando a razão de 10 dB/década em um segmento de frequência definido.

O primeiro procedimento necessário consiste em realizar a aproximação polinomial da função de transferência do cabo utilizando o algoritmo *vector fitting*, posto que assim será obtida a posição exata e ótima de cada polo ou zero que deve ser acrescentado. Em seguida, tendo como exemplo de aplicação a estratégia de autocontrole compensada proposta anteriormente, o parâmetro k_i passará a ser representado por um polinômio com

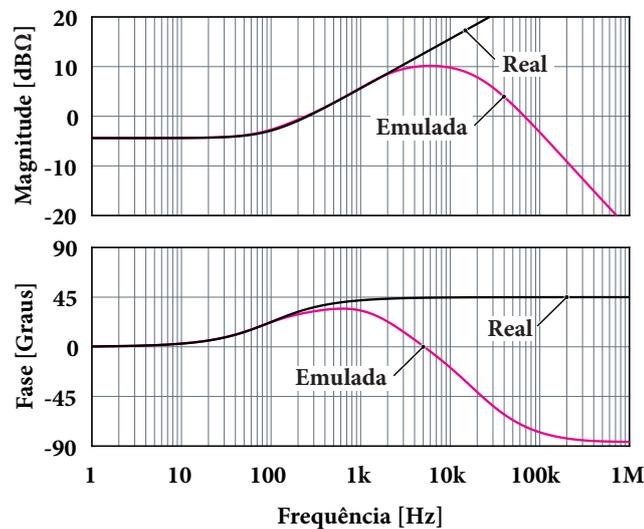


a seguinte forma:

$$k_{i(\text{skin})} = \frac{k_0(\alpha_1 s + 1)(\alpha_2 s + 1)\dots(\alpha_n s + 1)}{(\beta_1 s + 1)(\beta_2 s + 1)\dots(\beta_n s + 1)} \quad (3.77)$$

onde k_0 representa k_i original, em baixa frequência, e nas altas frequências α_n e β_n estabelecem as frequências dos polos e zeros adicionados, os quais proporcionam a taxa de crescimento da função, cujo valores são obtidos através do *vector fitting*. Nota-se que as frequências dos zeros são sempre menores que a dos respectivos polos e que a associação de ambos os elementos possibilita obter o efeito crescente de 10 dB/década na faixa de frequências desejada.

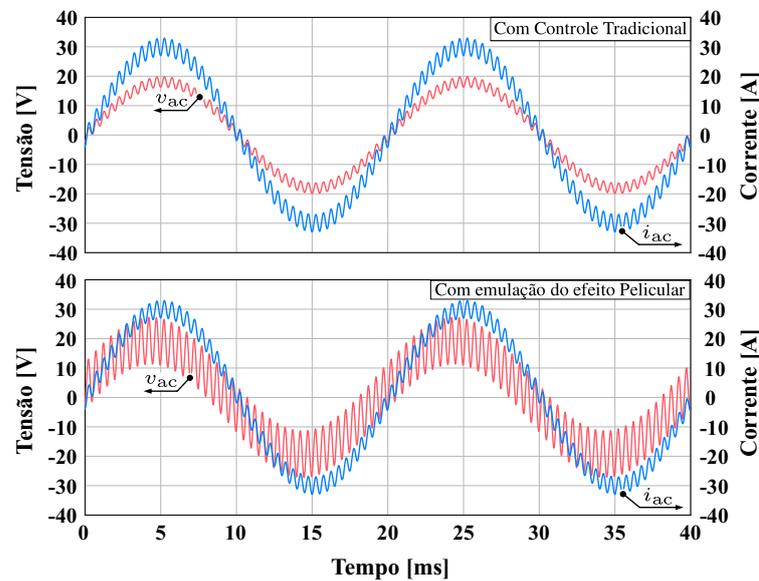
Figura 3.33: Resposta em frequência simulada da impedância de entrada do estágio retificador emulando o efeito pelicular a partir da aproximação polinomial da impedância do condutor real.



A equação 3.77 deve ser causal, ou seja o número de zeros deve ser sempre igual ou menor que o número de polos utilizados. O diagrama em blocos da estrutura do retificador modificada é ilustrada na Figura 3.32. A resposta em frequência resultante, comparada com a impedância real do cabo, é apresentada na Figura 3.33. Nota-se que com a estratégia proposta a curva da impedância de entrada do conversor se aproxima da impedância do cabo para frequências abaixo de 3 kHz. Acima desta frequência a magnitude se mantém aproximadamente constante até os 10 kHz decrescendo em seguida. Na Figura 3.34 é apresentada uma comparação da estratégia de controle tradicional em relação à estratégia emulando o efeito pelicular no domínio do tempo, considerando uma excitação senoidal com frequência de 50 Hz e uma componente espectral em 2 kHz. Observa-se que ao considerar o efeito pelicular insere-se uma defasagem, em baixa frequência, entre a tensão e a corrente na porta CA do retificador. Além disso, a componente espectral é vista amplificada na forma de onda da tensão v_{ac} , mostrando que quanto maior a frequência maior será a amplitude da tensão, já que a corrente é imposta pelo circuito,]sendo essas as principais diferenças.



Figura 3.34: Comparação de resultados de simulação entre um controlador normal em relação a estratégia proposta para emular o efeito pelicular, considerando uma excitação fundamental de 50 Hz e uma componente espectral em 2 kHz.



3.3.6 Aspectos da Implementação de Controladores

Controladores podem ser analógicos, com processamento em tempo contínuo, ou digitais, que operam em tempo discreto. Em geral, controladores analógicos são implementados através de componentes discretos enquanto que os digitais são programados em dispositivos de processamento de sinais, tais como DSCs (*digital signal controller*) ou FPGAs (*field programmable gate array*). Atualmente, devido aos avanços tecnológicos e preços acessíveis, o controle digital se destaca particularmente por possibilitar a rápida reconfiguração, facilitando a implementação de complexos algoritmos de controle, esquemas de proteção, entre outros. Por outro lado, o processamento em tempo discreto tem a desvantagem de introduzir um atraso de transporte na malha de controle que degrada a margem de fase, limitando a largura de banda de controle. Este atraso é devido a duas principais causas. Uma delas é relativa ao processo de amostragem e retenção do conversor analógico digital (ADC) e o processamento, a outra é devida ao tempo necessário para atualização do modulador.

A modulação por largura de pulso (PWM), quando implementada de forma analógica, utiliza a comparação em tempo real do sinal gerado pelo controlador com o sinal de uma portadora. Neste caso, a ação de controle é instantânea. A portadora é tipicamente uma forma de onda dente de serra ou triangular com frequência constante. Na literatura esse processo é conhecido como modulador PWM naturalmente amostrado [102]. Em geral, a resposta dinâmica do sinal de modulação deve ser mais lenta que a taxa de inclinação do sinal da portadora, posto que dinâmicas muito rápidas podem gerar múltiplos cruzamentos durante a comparação dos sinais em um mesmo período de comutação, au-



mentando conseqüentemente as perdas nos semicondutores. Por isso, é comum restringir a largura de banda em $1/5$ da frequência de comutação e considerar o modulador como um ganho constante na malha de controle.

Em controladores digitais, a atualização do modulador não é instantânea. Além disso, para reduzir a propagação de ruídos oriundos da comutação, é comum a realização da aquisição de sinais sincronizada com o modulador. Assim, se cada evento de amostragem ocorrer nos extremos da portadora, o valor da amostra é aproximadamente igual ao valor médio quase instantâneo em um período de comutação, desde que o conversor opere no modo de condução contínuo. Neste sentido, a melhor opção é amostrar em ambos os extremos, fazendo com que a frequência de amostragem (f_a) seja duas vezes maior em relação à comutação. Este artifício possibilita a redução parcial do atraso de transporte inserido na malha de controle digital. Esta estratégia é conhecida como amostragem regular assimétrica, ou modo de atualização dupla (*double-update-mode*) [102]. No conversor Tipo-T estudado, devido à sua estrutura entrelaçada, há quatro portadoras que possibilitam quatro atualizações por período de comutação, como ilustrado na Figura 3.35(a).

O tempo necessário para aquisição e processamento do sinal no modo de atualização dupla é de um período de amostragem. O modulador PWM insere outra parcela de atraso, o qual equivale em média a meio período. Desta forma, o atraso inserido na malha de controle equivale, em média, à $1,5 T_a$. Concentrando todo o atraso em um único bloco e, descrevendo em função do modulador, tem-se:

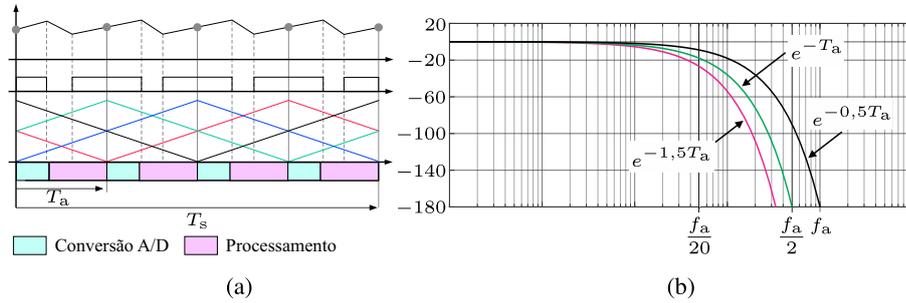
$$G_{\text{PWM}} = \frac{1}{v_p} e^{-1,5T_a} \quad (3.78)$$

Este atraso compromete a dinâmica do sistema, devido à redução da margem de fase. Neste sentido, é comum utilizar uma largura de banda máxima em torno de $1/10$ da frequência de comutação. Na Figura 3.35(b), é ilustrada a resposta em frequência da fase do atraso (Cf. eq. 3.78, com $v_p = 1$). Se mantidas as características de projeto em relação ao controle analógico, a implementação digital sempre terá menor largura de banda de controle. Conforme apresentado em [103] o aumento da frequência de amostragem traz alguma melhora, porém torna o sistema mais susceptível a ruídos de comutação. Outra possibilidade seria ter um modulador com atualização instantânea. Isto é possível apenas nos FPGAs que apresentam maior flexibilidade em termos de implementação. Uma das soluções encontradas na literatura para reduzir os efeitos dos atrasos de controle e aumentar a largura de banda do sistema, consiste em estimar o valor futuro da corrente por meio de técnicas de predição [104, 105].

Considerando a estratégia de autocontrole, sabendo que a função de transferência da planta de corrente do conversor (G_s) é de primeira ordem (Cf. seção 3.3.1), a qual apresenta 90° de fase, pode-se calcular a frequência limite na qual o sistema perde a



Figura 3.35: Detalhes sobre o controle discreto. Em (a) esquema de amostragem. Em (b) a resposta em frequência da fase acrescentada pelo atraso de transporte, considerando funções de atrasos com diferentes tempos.



estabilidade

$$\begin{cases} \angle G_{\text{PWM}} + \angle G_s = \pm\pi \\ -\frac{3}{2}\omega_{\text{Lim}}T_a - \frac{\pi}{2} = -\pi \\ \omega_{\text{Lim}} = \frac{\pi}{3T_a} \rightarrow f_{\text{Lim}} = \frac{f_a}{6} \end{cases} \quad (3.79)$$

A faixa de frequências que se estende $[f_a/6, f_a/2]$ tem sido citada em trabalhos recentes que tratam do critério de estabilidade baseado em passividade [106, 107]. Em resumo, existe uma grande probabilidade do sistema se tornar instável quando a frequência de ressonância do filtro situa-se nessa região. Portanto, este critério é suficiente, mas não necessário, para garantir a estabilidade de sistemas multiconversores, desde que todos sejam caracterizados como passivos, isso acontece por exemplo, conexões em cascata de redes *RLC*, nas quais, independente de sua complexidade, sempre são estáveis. Com base nesses aspectos, é desejável satisfazer tal critério, visto que simplifica a concepção do emulador ativo no que tange à estabilidade global. Destaca-se que na maioria dos trabalhos que tratam do assunto envolvem sistemas com malhas externas de tensão de barramento que geram a referência para a malha interna de corrente, além de utilizarem circuitos de rastreamento de fase (PLL) que também devem ser levados em conta. A aplicação proposta, a estrutura dos conversores e a estratégia de controle adotada, dispensa o uso destas malhas extras.

Para obter a passividade de um conversor é necessário considerar a estabilidade da malha de controle até a frequência de Nyquist, que é igual à metade da frequência de amostragem ($f_a/2$) para sistemas amostrados. A impedância de entrada deve ter parte real definida positiva, isso implica que a fase esteja contida no intervalo $[-90^\circ, 90^\circ]$, ou seja,

$$\text{Re}\{Z_{\text{in}}\} \geq 0, \quad (3.80)$$

e

$$\arg\{Z_{\text{in}}\} \in \left\{ \frac{-\pi}{2}, \dots, \frac{+\pi}{2} \right\} \text{ rad } \forall 0 \leq \omega \leq \frac{\omega_a}{2}. \quad (3.81)$$



Isto implica conseqüentemente que a fase da função de transferência de laço aberto não deve ter mais que 180° até a frequência de Nyquist, ou seja, apesar do conversor ser projetado com uma estabilidade relativa, é impraticável tornar o conversor passivo sem a compensação do atraso de transporte. Com um dos preditores descritos em [104], o autor mostra que é possível reduzir o atraso para $0,5T_a$. Considerando essa redução tem-se:

$$\begin{cases} \angle G_{\text{PWM}} + \angle G_s = \pm\pi; \\ -\frac{\pi}{2} - \frac{1}{2}\omega_L T_a = -\pi; \\ \omega_{\text{Lim}} = \frac{\pi}{T_a} \rightarrow f_{\text{Lim}} = \frac{f_a}{2} = f_s. \end{cases} \quad (3.82)$$

Portanto, essa é uma das estratégias para obter a passividade do conversor. Outras técnicas de controle preditivo também visam reduzir o atraso de transporte e poderiam ser exploradas. Observando a 3.35(b), percebe-se que uma boa escolha de projeto consiste em fixar a frequência de comutação do conversor Tipo-T entrelaçado em 250 kHz e a frequência de amostragem em 1 MHz. Logo, a frequência de cruzamento igual ou nas proximidades de $f_a/20$ ou 50 kHz. Assim, em 10 kHz o atraso de transporte tem pouca influência nesta faixa, que é o limite em que se deseja o comportamento resistivo (≤ 10 kHz).

3.3.7 Controle das Correntes no TMIF

As componentes de corrente nos TMIFs podem ser decompostas em modos comum i_{CM} e diferencial i_{DM} utilizando-se, por exemplo a transformada de Lunze como em [69, 62], a qual para um TMIF com apenas dois enrolamentos, é definida como

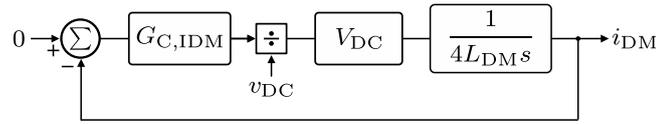
$$\mathbf{T}_L = \begin{bmatrix} i_{\text{DM}} \\ i_{\text{CM}} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}, \quad (3.83)$$

com inversa sendo igual à:

$$\mathbf{T}_L^{-1} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\text{DM}} \\ i_{\text{CM}} \end{bmatrix}. \quad (3.84)$$

Conforme discutido anteriormente, o objetivo é manter o valor médio, dentro de um período de comutação, da corrente i_{DM} nulo, evitando-se uma eventual saturação do TMIF e balanceando-se os esforços de corrente. Para isso, atua-se na razão cíclica, gerando uma assimetria entre os braços conectados ao mesmo TMIF e, por conseqüência, na tensão v_{DM} . A função de transferência da corrente de modo diferencial, desconsiderando a resistência

Figura 3.36: Diagrama em blocos simplificado do controle de balanço das correntes no TMIF.



dos enrolamentos, é dada por [69]:

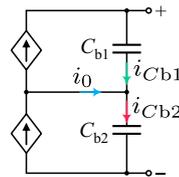
$$\frac{i_{DM}}{v_{DM}} = \frac{1}{4sL}. \quad (3.85)$$

onde L é a indutância própria do TMIF. Os controladores utilizados são proporcionais.

3.3.8 Controle da Tensão nos Capacitores de Barramento

Na porta CC, o único controle relacionado com o retificador é o de equilíbrio das tensões nos capacitores, onde a modelagem é feita de acordo com o circuito ilustrado na Figura 3.37.

Figura 3.37: Circuito equivalente do retificador utilizado para modelagem do barramento CC.



A corrente no ponto central é dada por:

$$i_0 = i_{Cb2} - i_{Cb1}, \quad (3.86)$$

podendo ser reescrita em função das capacitâncias e das derivadas de tensão nos capacitores. Assim, considerando que os dois capacitores do barramento CC têm o mesmo valor de capacitância, tal que $C_{b1} = C_{b2} = C_b$, tem-se:

$$i_0 = C_b \frac{d}{dt}(v_{C2} - v_{C1}). \quad (3.87)$$

Sabendo que a tensão diferencial é definida por:

$$v_0 = v_{C2} - v_{C1}. \quad (3.88)$$

Substituindo (3.88) em (3.87) e aplicando a transformada de Laplace, chega-se na função de transferência dada por:

$$\frac{v_{DM}(s)}{i_0(s)} = \frac{1}{C_b s} \quad (3.89)$$

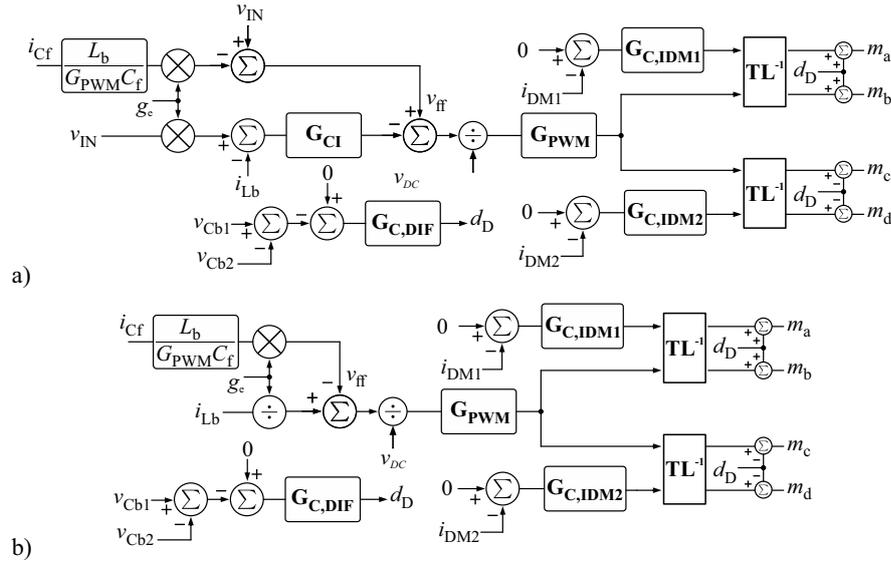
O controlador tipicamente utilizado é do tipo PI [102, 108].



3.3.9 Implementação das Malhas de Controle

Para completar o estudos das estratégias de controle a serem aplicadas ao conversor Tipo-T entrelaçado, são apresentadas algumas considerações. Na Figura 3.38, mostra-se como cada estratégia é implementada.

Figura 3.38: Implementação das malhas de controle no conversor Tipo-T entrelaçado. Em (a) a estratégia por valores médios com referência. Em (b) a estratégia de autocontrole.



Na prática, o valor da corrente de modo diferencial no TMIF é significativamente inferior ao da i_{CM} . Portanto é conveniente utilizar um sensor que possibilite mensurar diretamente a corrente diferencial ao invés de medir cada uma de forma independente. Isto pode ser realizado por um circuito que implemente (3.83), minimizando-se a quantidade de sensores e eventuais erros de medição. No protótipo utilizou-se um sensor que mede corrente de forma indireta via transdução de campo magnético em trilha próxima, o qual é implementado em um circuito integrado monolítico (modelo MLX91208 da Melexis). Este sensor foi diretamente montado sobre duas trilhas por onde circulam i_1 e i_2 em sentidos opostos. Assim, mede-se o campo resultante da interação das duas correntes de cada enrolamento do TMIF e obtém-se maior resolução com custo relativamente baixo.

Cabe ressaltar que é necessário utilizar um filtro na aquisição da corrente em C_f , posto que por este elemento passa todo o conteúdo de alta frequência presente na corrente i_{Lb} . Uma alternativa seria mensurar tanto a corrente de entrada quanto no indutor, obtendo i_{Cf} pela diferença entre ambas. Contudo, isso requer dois sensores de elevada capacidade de corrente aumentando o custo do conversor, não sendo uma opção atrativa.



3.4 Resultados Experimentais

Com o objetivo de verificar a operação do conversor proposto, um protótipo com potência nominal de 400 W foi construído, o qual é visto na Figura 3.39 e suas especificações estão descritas na Tabela 3.4.

Tabela 3.4: Principais parâmetros de projeto

Potência nominal – P_o	400 W
Frequência de comutação – f_s	250 kHz
Corrente eficaz na porta CA – I_{ac}	28,8 A
Tensão nominal do barramento CC – V_{DC}	24 V
Ondulação de tensão na porta CA – ΔV	$\leq 1\%$
Ondulação de corrente – Δi	$\leq 10\%$
Indutor <i>Boost</i> – L_b	260 nH
Capacitor de Filtro – C_f	2 uF
Capacitor – C_d	2 uF

Observa-se que o retificador é integrado com o estágio CC-CC isolado. Uma placa de controle customizada, utilizando o processador TMS320F28379D, foi desenvolvida para controlar o retificador e o estágio CC-CC. Todos os semicondutores utilizados ($S_1 .. S_{16}$) são de modelo EPC2024. A frequência de comutação foi adotada levando-se em conta que o controle efetivo da corrente no indutor é feito com frequência de amostragem de 1 MHz, conforme citado nas seções anteriores.

A Figura 3.40(a) apresenta as tensões v_{ac} , v_{ab} e a corrente i_{ac} sintetizada pelo conversor. Note que o índice de modulação utilizado está próximo à unidade, mostrando

Figura 3.39: Foto do protótipo construído.

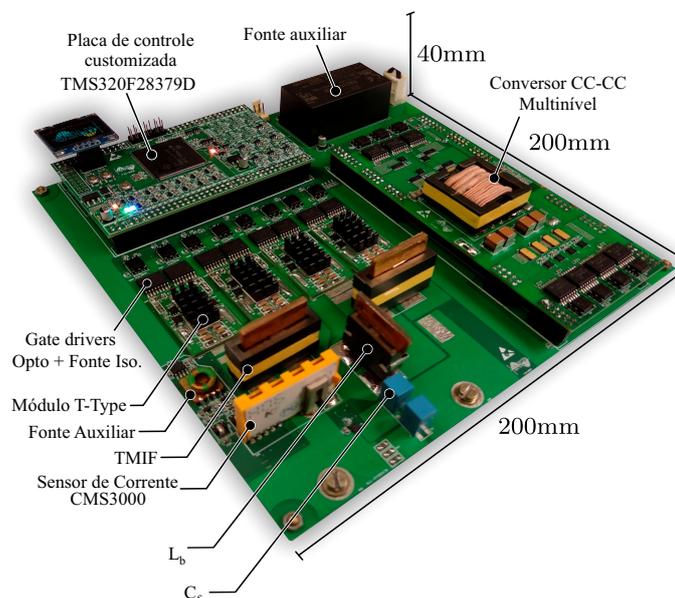
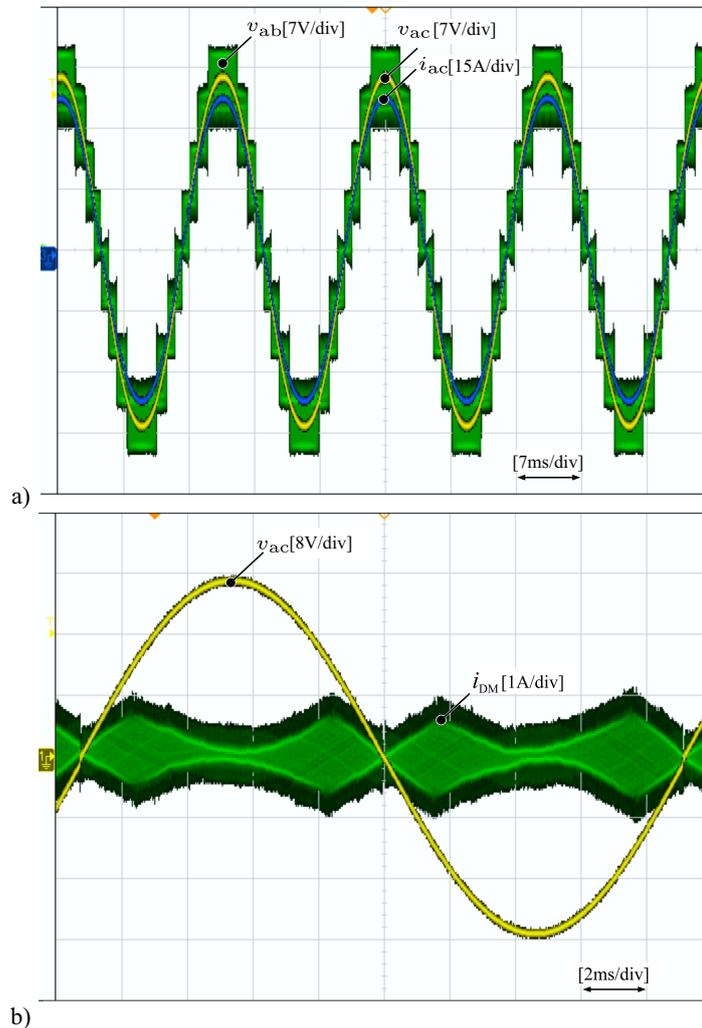


Figura 3.40: Em (a) as formas de onda das tensões v_{ac} , v_{ab} e da corrente i_{ac} sintetizadas na porta CA. Em (b) a corrente de modo diferencial i_{DM} no transformador de interfase em relação a tensão v_{ac} .

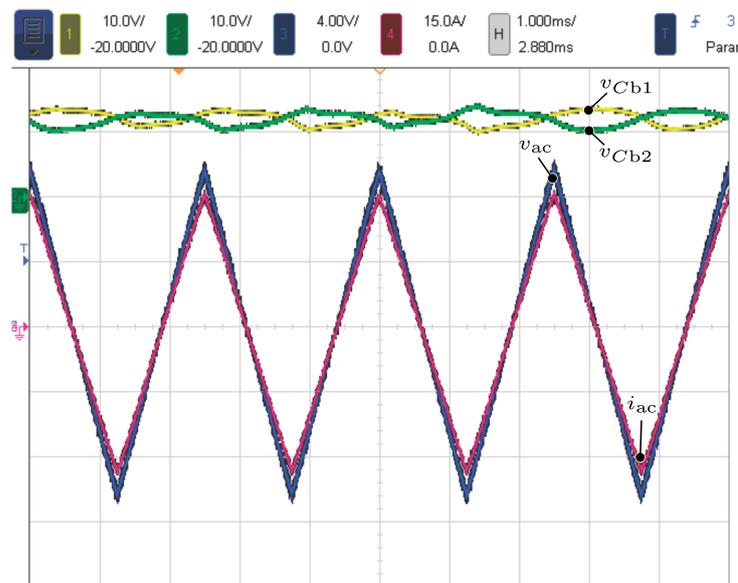


todos os níveis de tensão que a estrutura pode sintetizar, apresentando também aspecto semelhante às formas de ondas teóricas apresentadas anteriormente na Figura 3.3(b).

A Figura 3.40(b) apresenta a corrente de modo diferencial i_{DM} no transformador de interfase em relação à tensão v_{ac} , a qual apresenta-se semelhante às formas de onda teóricas apresentadas na Figura 3.14(b). A principal diferença é relacionada com alguns picos de corrente momentâneos que ocorrem por causa das capacitâncias parasitas do enrolamento do transformador de interfase, como reportado também em [66], particularmente durante os instantes de tempo nos quais as comutações são realizadas.

Para verificar o comportamento dinâmico do conversor foram usados dois módulos iguais. O primeiro deles atua gerando uma forma de onda triangular de tensão com a componente fundamental em 400 Hz. Esta forma de onda sabidamente possui um amplo conteúdo harmônico e descontinuidades de derivada nos picos, sendo adequada para o levantamento do comportamento dinâmico. O outro conversor opera como resistor ativo

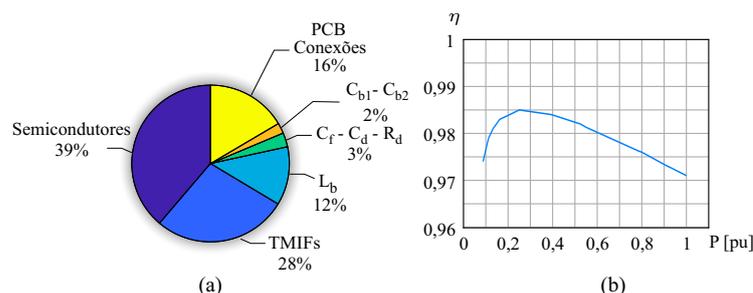
Figura 3.41: Verificação da resposta dinâmica do conversor. A corrente i_{ac} tem o mesmo aspecto da tensão v_{ac} triangular com componente fundamental em 400 Hz. Observa-se o mesmo valor médio nas tensões de barramento, v_{Cb1} e v_{Cb2} .



utilizando as estratégias propostas. As formas de onda na porta CA, bem como, as tensões do barramento CC para o conversor que opera como carga ativa são ilustradas na Figura 3.41. Assim, mostra-se que o conversor pode atuar como gerador e que, quando operado como carga ativa, reproduz com fidelidade formas de onda com amplo conteúdo harmônico, podendo ser utilizado não somente no emulador de cabos proposto mas também em aplicações como aeronaves por exemplo, que trabalham em redes com frequências na faixa de 400 - 800 Hz [96]. Além disso, verifica-se que as tensões de barramento mantêm-se equilibradas em torno do mesmo valor médio.

A Figura 3.42(a) apresenta a distribuição das perdas entre os elementos do conversor em carga nominal. A maior porção das perdas (39%) é relacionada aos interruptores, seguido pelos dois TMIFs que somados geram um total de 28%, devido às perdas no núcleo relacionadas com a corrente de modo diferencial, bem como com as perdas no co-

Figura 3.42: (a) Distribuição das perdas nos elementos do conversor em plena carga. (b) Curva de rendimento experimental em função da potência processada. O conversor apresenta rendimento de 98,5% em um quarto da carga e 97,1% em carga nominal.





bre. As perdas no indutor representam 12%, devendo-se isto ao baixo valor de indutância necessária, que resulta em um número reduzido de espiras e contribui para minimização das perdas no cobre decorrentes do efeito de proximidade e do comprimento do condutor que aumentaria a resistência. Na Figura 3.42(b) é apresentada a curva experimental de rendimento do conversor, atingindo 98,5% em aproximadamente um quarto de carga e 97,1% em plena carga, sendo uma eficiência considerável para um conversor compacto que comuta em elevada frequência e ainda opera com elevada corrente na porta CA, a qual impacta principalmente na parcela de perdas ôhmicas [109], como é o caso das perdas por condução, no cobre da placa de circuito impresso e nas conexões por exemplo.

3.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os principais conceitos em torno do conversor destinado a emulação das resistências da linha de transmissão, que são representadas por meio de um circuito equivalente. Inicialmente buscou-se mostrar as topologias candidatas para cumprir essa função. Foram estabelecidos alguns requisitos, tais como, um conversor com filtro reduzido capaz de reproduzir dinâmicas rápidas, sem demandar frequências de comutação proibitivas que pudessem inviabilizar a implementação do conversor. Neste sentido, a topologia Tipo-T entrelaçada, com nove níveis, leva à melhor relação custo benefício entre redução da ondulação de corrente, volume do filtro de entrada e frequência de comutação.

Com relação às técnicas de controle, foi feita uma detalhada revisão acerca de estratégias que possibilitam neutralizar os efeitos da indutância *boost*. Com isso, após a compensação, a impedância de entrada do retificador apresenta característica de primeira ordem. Desta forma, utilizando um conversor multinível que possibilite minimizar o capacitor C_f consegue-se simular o comportamento resistivo em uma ampla faixa de frequências. Mostrou-se também que a vertente de técnicas com realimentação direta sem referência, requer menos artifícios de controle para obter o efeito desejado. Além disso, na aplicação ao qual o emulador se destina a variável conhecida será a corrente que circula na linha de transmissão. Como citado, das técnicas sem referência, o autocontrole foi escolhido, haja visto que é mais fácil a implementação do modulador digital e o controlador tem característica proporcional, reduzindo o esforço computacional para efetuar o cálculo das rotinas de controle.

Capítulo 4

Estágio CC-CC

4.1 Topologia

Conversores CC-CC isolados são estruturas amplamente utilizadas em processos de conversão de energia. Este tipo de conversor é essencial para muitas aplicações que buscam soluções compactas como tração elétrica, energias renováveis, *data centers* e redes inteligentes em geral [110]. São também o núcleo de algumas estruturas de transformadores de estado sólido [41]. Esta classe de conversores inclui transformadores de alta frequência que garantem o isolamento entre dois circuitos, além da redução de volume, quando comparados com aqueles de baixa frequência. Como já apresentado, duas topologias têm dominado o campo de conversores CC-CC isolados, sendo elas o conversor DAB e o série ressonante (SRC) operando na região da ressonância onde apresenta elevada eficiência e ganho de conversão aproximadamente constante, simplificando a implementação da estrutura.

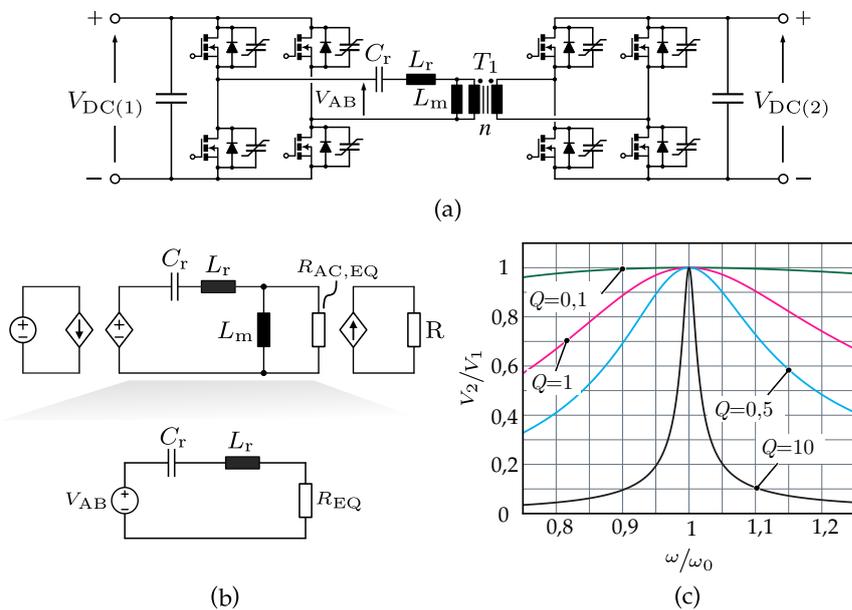
4.1.1 Conversor Série Ressonante - SRC

Os conversores ressonantes surgiram no século passado [111] e vem ganhando destaque ao longo dos anos. Na literatura são encontradas várias estruturas de conversores CC-CC ressonantes isolados, dentre os quais destaca-se aqui o tipo série ressonante, cuja estrutura clássica é ilustrada na Figura 4.1(a).

Neste conversor, como o próprio nome sugere, o tanque ressonante é conectado em série com a carga formando um divisor de tensão. O lado da carga pode ser representado através de uma resistência CA equivalente, utilizando a metodologia de aproximação da primeira harmônica, conforme apresentado em [76], sendo simplificada descrito pelo circuito ilustrado a Figura 4.1(b). Variações de carga resultam em uma alteração da resistência CA equivalente implicando na mudança do fator de qualidade Q do circuito ressonante, bem como no ganho de tensão, tal como pode ser visto na Figura 4.1(c), onde a curva do ganho é dada por:

$$G_{\text{SRC}} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{sL_m || R_{\text{AC,EQ}}}{Z_{\text{in}}(s)}, \quad (4.1)$$

Figura 4.1: Principais características do conversor série ressonante - SRC. Em (a) a estrutura básica do conversor. Em (b) o seu circuito equivalente simplificado. Em (c) o ganho de tensão em função da frequência de operação.



onde:

$$Z_{in}(s) = (sL_m || R_{AC,EQ}) + sL_r + \frac{1}{sC_r}. \quad (4.2)$$

O tanque ressonante tipicamente é constituído pelo indutor L_r , formado pela indutância dispersão do transformador e um capacitor C_r adicionado externamente. Contudo, na prática existe mais um ponto de ressonância formado pela soma das indutâncias de dispersão e da magnetizante L_m juntamente com o capacitor ressonante. Quando o transformador é projetado para ter baixa indutância de magnetização, introduzindo um entreferro no transformador por exemplo, os pontos de ressonância ficam relativamente próximos, dando origem a uma estrutura de grande destaque, conhecida por conversor LLC. Desta forma, as frequências de ressonâncias são dadas por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}, f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}}. \quad (4.3)$$

No conversor série ressonante, usualmente a dispersão representa em torno de um a dois por cento da indutância magnetizante [112]. Portanto, o transformador é concebido de tal modo que os pontos de ressonância são bem separados entre si e ambos são desacoplados.

Em aplicações em que se deseja controlar o ganho de tensão, este conversor se torna desvantajoso por necessitar de uma ampla mudança na frequência de operação para manter o mesmo ganho de tensão perante uma variação de carga. Contudo, se o tanque ressonante for projetado para ter um baixo fator de qualidade e/ou operar na região do ponto de ressonância, onde a parcela reativa das reatâncias se cancelam, o conversor



apresenta ganho constante próximo à unidade (cf. Figura 4.1(c)), condição desejável para o acoplamento de dois barramentos de tensão contínua. No modo de condução descontínuo, a corrente no tanque ressonante torna-se descontínua em cada semiciclo, logo a aproximação pela primeira harmônica deixa de ser precisa. Contudo, vários autores têm demonstrado que nessas condições o ganho também fica próximo à unidade, exceto pela parcela de perdas inerente ao conversor (perdas em condução, no núcleo do transformador e no cobre) [38, 113].

Para operar como transformador CC-CC, ou seja, apenas como um isolamento galvânico, o conversor é projetado para operar com frequência e razão cíclica fixa. Os semicondutores de cada diagonal operam com o mesmo sinal de comando, razão cíclica de aproximadamente 50% e defasagem de 180° . As etapas de operação apresentam simetria de meia onda e, portanto, é suficiente a análise das etapas que ocorrem em meio período de comutação.

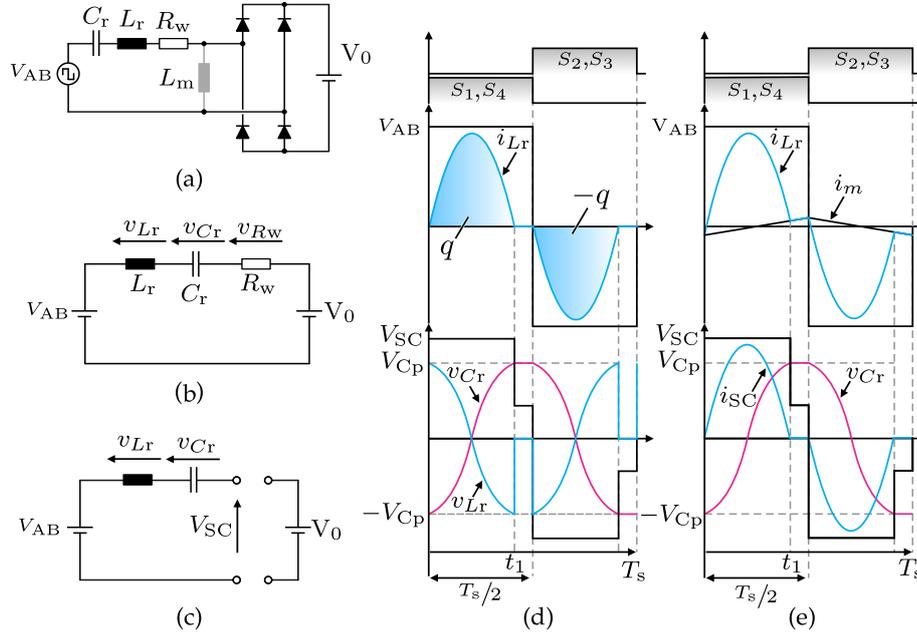
Com o objetivo de demonstrar o princípio de operação, considera-se que o conversor opera em regime permanente, os semicondutores e elementos passivos são tratados como dispositivos ideais, os capacitores de barramento tem valor significativamente elevado de modo que são tratados como fontes de tensão e o transformador tem indutância magnetizante infinita. Além disso, o circuito do secundário (lado da carga) pode ser tratado como um retificador passivo não controlado.

Na análise das etapas de operação considera-se que o conversor está em regime, com condições ideais, o capacitor de saída sendo representado por uma fonte de tensão constante e os semicondutores do primário por uma fonte de onda quadrada, conforme ilustra a Figura 4.2 (a). A tensão de saída refletida ao primário é idealmente igual à de entrada, portanto, a tensão do capacitor é quem excita o circuito ressonante.

Entre os modos de operação deste conversor, o modo descontínuo tem tido maior interesse nos últimos anos [38, 114, 115, 112]. Neste caso, o conversor opera na região sub-ressonante com a frequência de comutação ligeiramente abaixo em relação ao tanque ressonante ($f_s < f_0$), aproximadamente 0,95, conforme [116, 112]. Nesta condição, o tanque ressonante apresenta característica ligeiramente capacitiva, visto que a corrente do tanque se anula antes de terminar o semiciclo, ou seja, antes que ocorra a inversão da tensão no primário. O secundário atua como um retificador passivo ou síncrono, impedindo a circulação de corrente em sentido oposto até que a tensão se inverta. Logo, idealmente a corrente apresenta uma pequena descontinuidade que garante a comutação suave na saída de condução ZCS.

Na primeira etapa, representada na Figura 4.2(b) a tensão V_{AB} imposta no primário é positiva e igual à de saída, enquanto no capacitor tem-se $v_{C_r}(0) = -V_{C_p}$. Neste instante, V_{AB} e $v_{C_r}(t_1)$ se somam, polarizando diretamente os diodos da ponte retificadora dando início à circulação de corrente pelo circuito. Esta etapa termina após meio período ressonante, quando a tensão $v_{C_r}(t) = +V_{C_p}$ e a corrente atinge o zero, por consequência,

Figura 4.2: Principais Características do conversor SRC. Em (a) Estrutura equivalente para análise das etapas de operação. Em (b) e (c) as etapas de operação para meio ciclo. Em (d) formas de onda considerando $L_m = \infty$ e em (e) formas de onda com L_m finita.



os diodos entram em estado de bloqueio.

Na segunda etapa, representada na Figura 4.2 (c), não há transferência de energia, a corrente de carga permanece nula até que a tensão V_{AB} se inverta, dando início a um novo semiciclo no qual o processo se repete. A corrente do indutor é responsável pela carga do capacitor e, dada a conexão em série do circuito ressonante, desprezando as perdas no conversor, é a mesma corrente entregue à carga, obtida por:

$$I_0 = \langle i_L \rangle = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} i_L(t) dt = \frac{2q}{T_s}. \quad (4.4)$$

Durante a primeira etapa, a tensão v_{Cr} varia de $-V_{Cp}$ a $+V_{Cp}$. Portanto a carga no capacitor é calculada através de:

$$q = 2V_{Cp}C_r. \quad (4.5)$$

Assumindo a tensão de entrada constante, a potência transferida é obtida por:

$$P_1 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_0/2} V_1 I_1 \sin(\omega t) dt = \frac{2V_1 I_1 f_s}{\pi f_0}. \quad (4.6)$$

Manipulando a eq. 4.6, obtêm-se a corrente de pico no primário, a qual é definida



por:

$$\hat{I}_1 = \frac{\pi P_1 f_0}{2V_1 f_s}, \quad (4.7)$$

e a corrente eficaz reduz-se a:

$$I_{1(1,ef)} = \frac{\sqrt{2}}{4} \cdot \frac{\pi P_1}{V_1} \cdot \sqrt{\frac{f_0}{f_s}}. \quad (4.8)$$

Conforme discutido em [117], neste modo de operação, supondo que o conversor não tenha perdas significativas, em condições normais de equilíbrio, a potência de entrada deve ser igual à de saída. Como a corrente do tanque ressonante é a igual à da carga, isso implica que ambas as tensões também devem ser iguais, ou seja:

$$P_{in} = P_0 = V_1 I_1 = V_0 I_0. \quad (4.9)$$

Portanto, o fluxo de potência é estabelecido através da diferença entre as tensões de entrada e saída. No modo descontínuo, com o conversor operando em um ponto ligeiramente abaixo da frequência de ressonância, desde que as perdas em condução sejam minimizadas, a razão de conversão é aproximadamente unitária, exceto pelas perdas nos semicondutores, a relação entre tensão e corrente de entrada e saída é ditada apenas pela relação de espiras do transformador, tal que o conversor pode ser representado como um transformador de corrente contínua, sendo também tipicamente descrito através de um *gyrator*, conforme [76]. Para garantir que o conversor opere no modo de condução descontínuo é necessário que a amplitude da tensão no capacitor não ultrapasse a soma ($V_{AB} + V_0$), situação que possibilitaria a condução dos diodos durante a segunda etapa. Então, substituindo a eq. 4.5 na 4.4 e considerando a condição supracitada, tem-se:

$$I_0 < 8V_0 C_r f_s. \quad (4.10)$$

Logo o modo DCM acontece quando $f_s < f_0$ e a condição estabelecida em 4.10 é satisfeita, implicando particularmente no valor do capacitor ressonante, de tal modo que a excursão de tensão sobre esse elemento fique contida em uma determinada faixa de valores.

Para melhorar o desempenho do conversor é comum ajustar o valor da indutância magnetizante, com o objetivo de circular uma corrente extra, a qual possibilita carregar e descarregar as capacitâncias intrínsecas dos transistores durante o tempo morto existente entre cada semiciclo, possibilitando comutação suave tipo ZVS na entrada em condução em toda a faixa de carga, visto que a circulação de corrente pela indutância magnetizante é independente da corrente de carga. A comutação ZVS é desejável já que ela promove a descarga das capacitâncias parasitas do interruptor antes da entrada em condução, minimizando significativamente as perdas por comutação. Por outro lado, a circulação de



corrente extra pela indutância magnetizante se reflete em um acréscimo nas perdas em condução. Nota-se que a descontinuidade da corrente é deslocada em função da corrente magnetizante, demarcando o ponto de partida diferente de zero, conforme ilustra a Figura 4.2 (e). Desta forma, no início de cada semiciclo, as correntes do tanque e da magnetizante são iguais a:

$$\hat{I}_m = \frac{V_0}{4f_s L_m}. \quad (4.11)$$

Destaca-se que a circulação de I_m se reflete em um acréscimo na corrente do primário.

No primário o conversor passa a operar com ZVS e quase ZCS. Neste sentido, visando elevada eficiência, é importante utilizar dispositivos com baixas capacitâncias parasitas. Em algumas aplicações, particularmente em condições de baixa carga, é possível aumentar o rendimento do conversor inibindo seu funcionamento durante determinados semiciclos, conforme apresentado em [112].

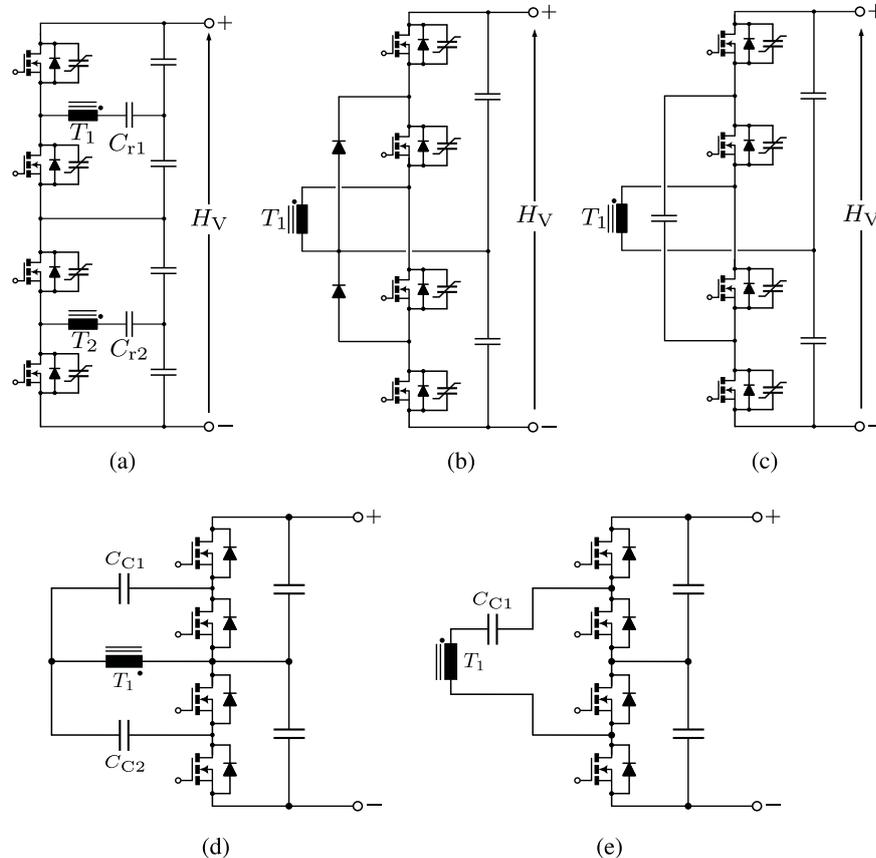
4.1.2 Variações Topológicas e Novas Topologias

Tendo em vista a aplicação em emuladores de cabos proposta por este trabalho, estima-se que a tensão de barramento dos estágios retificadores seja sempre menor que 40 V enquanto que do outro lado, a tensão de barramento apresenta magnitude elevada devido à conexão com a rede auxiliar através do estágio inversor, de acordo com a rede elétrica disponível. Portanto, considerando exemplarmente que o barramento do retificador seja de 24 V enquanto que o inversor exija tensões de 380 ou 760 V, seria necessário um conversor com uma relação de transformação da ordem de 1:16 ou 1:32 respectivamente, tratando-se de uma relação consideravelmente elevada para uma topologia convencional com apenas dois níveis. Além disso é importante observar que o conversor operará como elevador de tensão, exceto quando for necessária uma pré carga no lado de baixa tensão.

Conversores série ressonantes geralmente são projetados como abaixadores de tensão. Neste sentido, utilizar a estrutura como elevador de tensão com uma topologia série ressonante convencional, como apresentada na seção anterior, na qual o conversor é constituído por duas pontes de semicondutores controlados, ou mesmo que no secundário fossem empregados diodos, existem algumas considerações importantes com respeito ao esforço dos componentes, o volume da estrutura e até mesmo uma limitação da operação do conversor devido ao elevado número de espiras do transformador no lado de alta tensão. Por exemplo, se o barramento do inversor for de 760 V, os semicondutores utilizados serão àqueles com tensão de bloqueio de 1200 V. Por outro lado, tipicamente quanto menor for a capacidade de tensão de bloqueio dos semicondutores melhores serão suas características [118], além de existir mais opções de escolha entre dispositivos de diferentes fabricantes.

Em relação ao transformador, é bem conhecido na literatura que conversores isolados apresentam elevadas capacitâncias parasitas que surgem devido à característica construtiva do transformador. Isso implica em uma influência significativa na operação

Figura 4.3: Possibilidades topológicas para o lado de alta tensão, visando a redução de esforços nos componentes. Em (a) conexão em série de dois módulos meia ponte, em (b) uma ponte de três níveis com diodos de grampeamento NPC. Em (c) uma ponte com capacitor flutuante. Em (d) e (e) duas topologias empregadas em conversores unidirecionais.



do conversor série ressonante. Além disso, a capacitância não linear dos semicondutores do lado de alta tensão, quando refletidas ao primário se somam com a capacitância parasita do transformador, localizando-se em paralelo com a indutância magnetizante [119] e alterando conseqüentemente a impedância característica do tanque ressonante. Neste caso, o conversor passa a operar como uma topologia LCC [120] ao invés de um LLC ou SRC, impactando especialmente a comutação do conversor.

Visando minimizar o esforço nos semicondutores, buscou-se opções de topologias no que tange à possibilidade construtiva, como o uso de estruturas com três níveis, gerando alternativas em relação ao emprego de uma ponte completa convencional com semicondutores de 1200 V. As principais soluções encontradas são ilustradas na Figura 4.3. Na Figura 4.3(a) são utilizados dois circuitos meia ponte conectados em série. Nota-se que também são empregados dois transformadores. Essa estrutura tem sido utilizada nos conversores comerciais extremamente compactos chamados *Sine Amplitude Converters - SAC* fabricados pela VICOR®, com detalhes sendo discutidos em [121]. Na Figura 4.3(b) é ilustrada uma ponte de três níveis com grampeamento à diodos - NPC. Essa tem sido uma das soluções mais usuais, sendo citada em alguns trabalhos [38, 42, 39]. A topologia



da Figura 4.3(c) trata de uma estrutura com capacitor flutuante (*fly-Capacitor*), bem conhecida dentre os conversores multiníveis, e citada neste contexto por [114].

Apesar das soluções anteriores possibilitarem a redução do esforço nos semicondutores, elas ainda exigem um transformador com elevado número de espiras ou dois transformadores. As topologias ilustradas na Figura 4.3(d) e (e), são encontradas nos trabalhos [122] e [123] respectivamente. Contudo, nas referências supracitadas ambas as estruturas fazem parte de conversores unidirecionais. Além disso, os capacitores C_{C1} e/ou C_{C2} atuam como parte do tanque ressonante ou somente são utilizados como bloqueio de componentes CC com o único objetivo de evitar a saturação do transformador. Por outro lado, foram identificadas algumas características particulares nessas estruturas as quais são utilizadas neste trabalho para conceber dois novos conversores CC-CC bidirecionais isolados.

O conceito dessas novas estruturas é fundamentado na utilização dos capacitores C_{C1} e C_{C2} como fontes de tensão, semelhante ao que tem sido feito com as topologias baseadas em capacitores chaveados. Este artifício, contribui para a redução do número de espiras do transformador, tornando as topologias propostas soluções interessantes para aplicações com elevada taxa de conversão, já que demandam uma baixa quantidade de componentes em relação às topologias discutidas anteriormente, com apenas quatro semicondutores controlados em cada lado, torna-se comparável com a topologia clássica em ponte completa, tratando-se do número de componentes, ou ainda com estruturas meia ponte empilhadas, como os conversores SAC, porém utilizando apenas um único transformador. Nota-se que parte do esforço é transferido para um capacitor chaveado, o qual tipicamente apresenta uma elevada densidade de energia, contribuindo para a redução do volume da estrutura. Maiores detalhes serão vistos nas seções seguintes.

4.2 Conversor ML-LLC-SRC-I

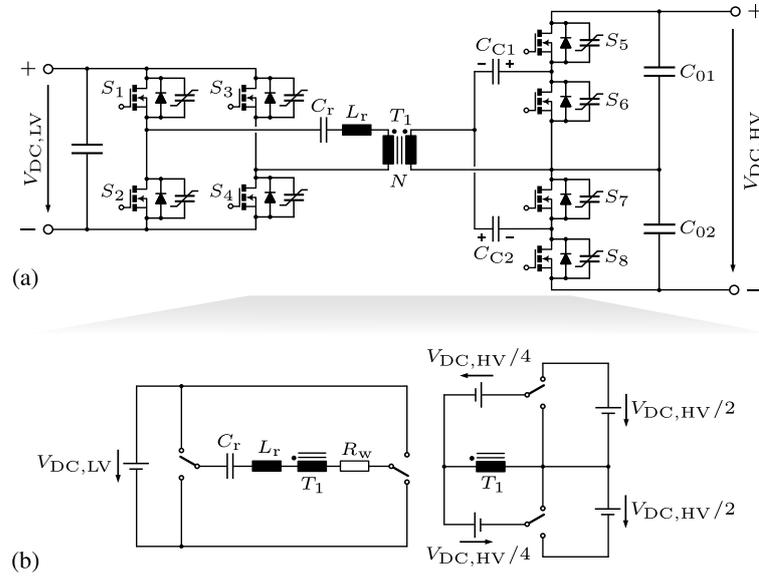
4.2.1 Princípio de Operação e Análise Estática

A estrutura completa do conversor é ilustrada na Figura 4.4. Na literatura, é encontrada uma topologia unidirecional muito semelhante proposta por Lee em 2012 [123]. No conversor proposto por Lee os capacitores aqui denominados C_{C1} e C_{C2} , atuam como elementos ressonantes, enquanto que no conversor proposto neste trabalho estes capacitores são projetados como fontes de tensão, fazendo com que o conversor opere de maneira significativamente diferente, trazendo também algumas vantagens, como bidirecionalidade, redução da relação de espiras e conseqüentemente no volume do transformador, uma vez que os capacitores passam a trabalhar com tensões constantes e o tanque ressonante passa a ser integralmente alocado no lado de menor tensão.

A combinação de uma topologia meia ponte de três níveis com dois capacitores pos-



Figura 4.4: Topologia do conversor CC-CC multinível proposto. Em (a) a estrutura de potência e (b) o circuito simplificado, onde os semicondutores são vistos como interruptores ideais e os capacitores descritos idealmente como fontes de tensão.

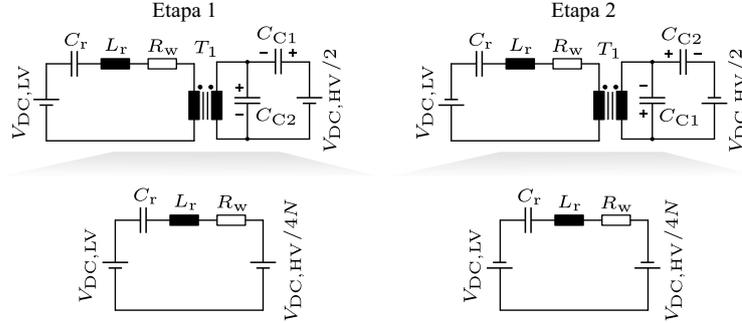


sibilita reduzir a tensão aplicada no transformador. Isto ocorre graças aos dois capacitores que atuam como um divisor de tensão em cada etapa de operação. Logo, estes capacitores são projetados para operar idealmente como fontes de tensão constante, conforme ilustra a Figura 4.4(b).

As etapas de operação podem ser melhor entendidas a partir dos circuitos equivalentes simplificados ilustrados na Figura 4.5, onde na parte superior são apresentadas as conexões dos elementos passivos em cada semiciclo, com tensões ideais aplicadas em estados estacionários. Os interruptores S_1 , S_4 , S_5 e S_7 são acionados durante o primeiro semiciclo. A corrente se divide entre C_{C1} e C_{C2} , onde uma parcela flui através de C_{C1} , o qual é conectado em série com o capacitor de saída C_{01} . A outra parcela de corrente flui por C_{C2} , o qual é conectado em paralelo com o enrolamento do transformador. No segundo semiciclo, os interruptores S_2 , S_3 , S_6 e S_8 são acionados. A corrente novamente se divide entre C_{C1} e C_{C2} . Contudo, agora C_{C1} se conecta em paralelo com o enrolamento do transformador recebendo energia, enquanto que C_{C2} é conectado em série com o capacitor de barramento inferior C_{02} . Portanto, C_{C1} e C_{C2} são carregados a cada meio semiciclo, o mesmo acontece com os capacitores e saída. Logo, suas tensões são aproximadamente constantes e balanceadas.

Caso ocorra algum desbalanço, a corrente do tanque ressonante aumenta fazendo com que haja maior transferência de energia para os capacitores desbalanceados, criando um mecanismo de auto-balanceamento dos quatro capacitores. Embora estes elementos estejam praticamente carregados em condições normais de operação, a conexão direta entre o divisor de tensão capacitivo formado com um dos capacitores de saída pode gerar picos de corrente, particularmente durante a partida, condição típica na operação de

Figura 4.5: Circuitos equivalentes simplificados durante as etapas de transferência de energia. Note que em ambas as etapas os capacitores C_{C1} e C_{C2} formam efetivamente um divisor de tensão com os capacitores de saída C_{O1} e C_{O2} , onde apenas $1/4$ da tensão de saída é aplicada no transformador, o qual requer uma reduzida relação de transformação, minimizando seu volume.



conversores com capacitores chaveados [124]. Este efeito torna-se relevante em caso de desbalanço. Portanto, embora o conversor tenha habilidade de auto-balancear os capacitores, não é recomendável que ele realize essa tarefa sozinho se outro conversor é conectado no ponto central do barramento CC. Observa-se também que o transformador fica protegido de qualquer eventual nível CC, gerado por exemplo, devido a uma possível assimetria nos sinais de controle ocasionados eventualmente pelo circuito de acionamento, graças à conexão série do transformador e dos capacitores em ambos os enrolamentos.

Assumindo que a indutância magnetizante é grampeada pela ponte de três níveis com um quarto da tensão de saída durante cada semiciclo ressonante, então a corrente magnetizante tem o perfil triangular, sendo expressa por:

$$i_m(t) = \begin{cases} 4\hat{I}_M t - \hat{I}_M \forall [0 < t < \frac{T_s}{2}] \\ -4\hat{I}_M(t - \frac{T_s}{2}) + \hat{I}_M \forall [\frac{T_s}{2} < t < T_s] \end{cases} \quad (4.12)$$

onde \hat{I}_m é o valor de pico da corrente, definido como:

$$\hat{I}_m = \frac{V_{DC, HV}}{16f_s L_m}. \quad (4.13)$$

A corrente no tanque ressonante será a soma da parcela que flui pela magnetizante e a efetivamente transferida. Assim, tem-se:

$$i_1(t) = \begin{cases} \hat{I}_{LV} \sin(\omega_0 t) + i_m(t) \forall 0 < t < \frac{T_0}{2} \\ i_m(t), \forall \frac{T_0}{2} < t < \frac{T_s}{2} \\ -\hat{I}_{LV} \sin(\omega_0 t + \frac{T_s}{2}) + i_m(t) \forall \frac{T_s}{2} < t < \frac{T_s}{2} + \frac{T_s}{2} \\ i_m(t), \forall [\frac{T_s}{2} + \frac{T_s}{2} < t < T_s], \end{cases} \quad (4.14)$$



onde $i'_m(t)$ é a corrente magnetizante refletida e \hat{I}_{LV} é o valor de pico dado por:

$$\hat{I}_{LV} = \frac{\pi P_{LV} f_0}{2V_{LV} f_s}. \quad (4.15)$$

As capacitâncias não lineares dos interruptores têm impacto significativo na operação idealizada do conversor, dependendo das comutações. Cada transição requer um determinado tempo para trocar efetivamente o estado do interruptor e um tempo morto é usualmente inserido entre o semicondutor que será desligado e o próximo a ser ligado. Os interruptores no lado de alta tensão tipicamente têm mais energia armazenada em relação aos de baixa tensão, uma vez que a energia depende do quadrado da tensão de bloqueio, por isso requerem mais tempo para efetuar a mudança de estado. Contudo, considerando a operação como transformador elevador, o lado de baixa tensão operará sem comutação suave se o transformador for projetado para ter uma indutância magnetizante alta, como no conversor série ressonante clássico. As principais formas de onda para este modo de operação são ilustradas na Figura 4.6.

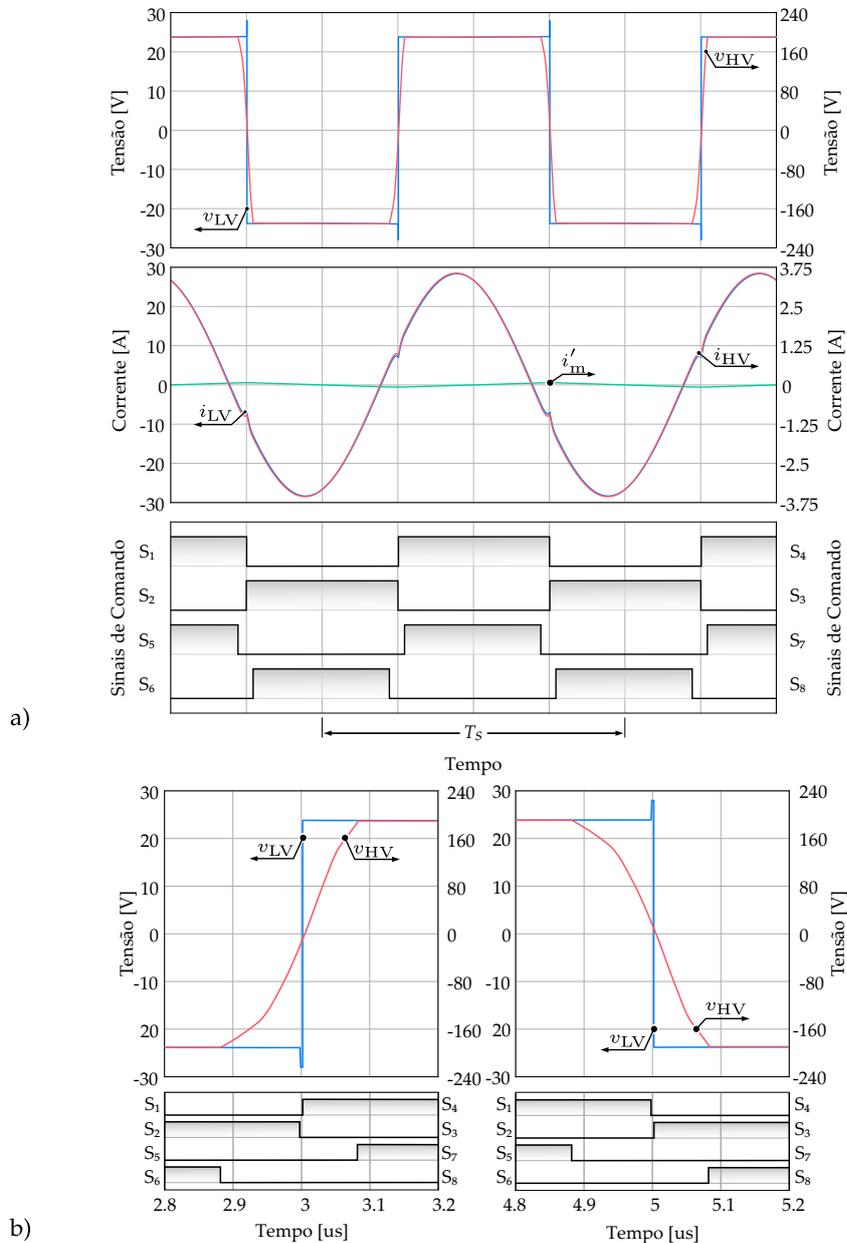
Observa-se que embora o conversor esteja operando na ressonância ($f_0 = f_r$) existe um deslocamento entre as correntes em relação às tensões, implicando em uma circulação de energia, em que apenas a ponte de três níveis opera com comutação suave ZVS. Ao contrário, se o conversor for projetado para ter uma indutância magnetizante baixa, ambas as correntes tornam-se defasadas entre si, tal que no início de cada semiciclo ressonante a corrente no lado de baixa tensão passa a ser negativa, possibilitando a comutação suave ZVS em todos os semicondutores. Uma pequena defasagem T_d é aplicada nos sinais de controle, que pode ser ajustada para promover a comutação ZVS independente da direção do fluxo de potência. Este conceito, tem sido apresentado recentemente em [125, 40], com o nome de *magnetizing current splitting* MCS-ZVS, para aplicações em transformadores de estado sólido em alta tensão (7 kV).

Considerando o esquema de modulação MCS-ZVS, o conversor é operado exatamente na ressonância ($f_0 = f_r$). As formas de onda para este modo de operação são ilustradas na Figura 4.7. Observa-se agora que com o aumento da corrente magnetizante, as correntes ressonantes tornam-se defasadas entre si. Nota-se também que embora seja inserida uma defasagem entre os sinais de controle, ambas as transições de tensão ocorrem dentro do mesmo intervalo de tempo.

Durante o tempo morto, duas etapas ressonantes aparecem, as quais são ilustradas na Figura 4.8(a), nas quais a ressonância é decorrente da interação entre C_{OSS} e L_r . Uma vez que $L_m \gg L_r$, i_m apresenta uma variação muito pequena durante esta etapa. Portanto, i_m pode ser modelada como uma fonte de corrente constante. A segunda etapa, ilustrada na Figura 4.8(b), ocorre no início do próximo semiciclo, mas antes que a transição da ponte de três níveis termine. Nota-se que esta etapa é dada por uma ressonância que envolve dois capacitores não-lineares equivalentes, em que C'_{OSS} é o capacitor equivalente relacionado



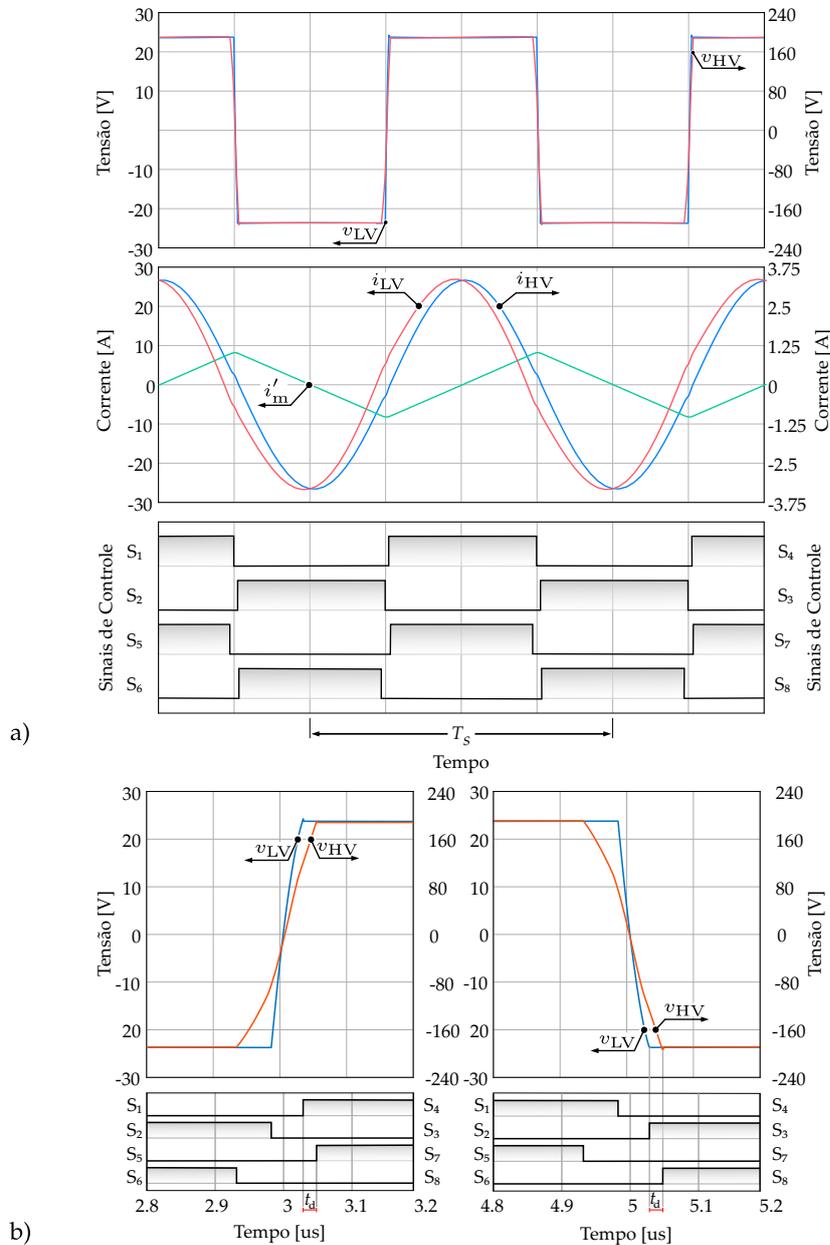
Figura 4.6: Resultados de simulação numérica do conversor operando como elevador de tensão, projetado como série ressonante com elevada indutância magnetizante L_m . Em (a) as principais formas de onda em regime e (b) a visão ampliada das transições de tensão.



ao tempo (*time related*) refletido para o lado de baixa tensão ($C'_{OSS} = 4N^2C_{OSS}$) o qual tem uma condição inicial arbitrária no início desta segunda etapa, já que se encontra parcialmente carregado. Na Figura 4.8(c) são apresentados os tempos necessários para completar as transições de tensão em relação a corrente magnetizante.

Algumas considerações podem ser feitas no sentido de estimar a trajetória da corrente durante as etapas ressonantes que ocorrem no tempo morto. Primeiramente, considerando que $C_r \gg C_{OSS}$ e C_r pode ser tratado como uma fonte de tensão constante durante o tempo morto. Com isso, torna-se possível encontrar uma solução linear para trajetória da corrente levando em conta apenas a influência de $C_{OSS,HV}$, ou seja, considerando o

Figura 4.7: Resultados de simulação numérica do conversor operando como elevador de tensão, projetado com baixa indutância magnetizante, utilizando a modulação MCS-ZVS. Em (a) as principais formas de onda em regime e (b) a visão ampliada das transições de tensão.



circuito da Figura 4.8(a), cuja solução é dada por:

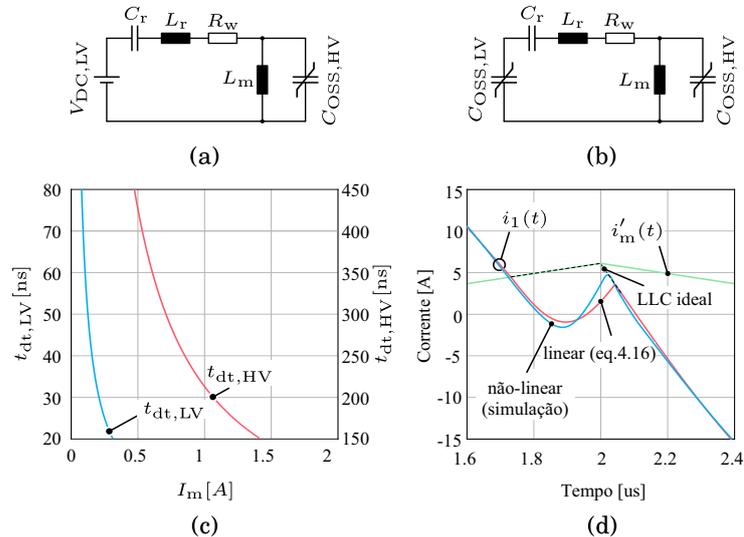
$$i_{LV}(t) = \sqrt{\frac{C'_{OSS}}{L_\sigma}} V_{EQ} \sin(\omega_r(t - T_0/2)) + I_{LV}(T_0/2), \quad (4.16)$$

onde:

$$V_{EQ} = V'_{C_{oss,HV}} - V_{AB} - V_{Cr}(T_0/2). \quad (4.17)$$

O resultado é mostrado na Figura 4.8(c). Comparado com resultados de simulação numérica que utilizam modelo não-linear de capacitores, observa-se uma solução relati-

Figura 4.8: Detalhes sobre as comutações: Em (a) e (b) os circuitos equivalentes durante o tempo morto; Em (c) os tempos necessários para obter comutação suave em função da corrente na indutância magnetizante no lado de alta tensão; e (d) comparação entre resultados de simulação e a modelagem simplificada utilizando e a trajetória ideal da corrente quando o conversor opera em DCM.



vamente precisa. Isto se deve provavelmente ao fato dos semicondutores GaN exibirem curvas de capacitância com não-linearidades muito menores em relação a outros dispositivos como MOSFETs de silício de superjunção, por exemplo. Devido às não-linearidades torna-se inviável obter um modelo exato sem o auxílio de soluções numéricas. Portanto, resultados mais precisos são obtidos tipicamente por meio de simulações como em [125]. Contudo, apesar das simplificações a trajetória definida por (4.16) fornece uma estimativa suficiente para explicar a operação do conversor durante os instantes de comutação, validando os conceitos explanados sobre a operação do conversor.

Em resumo, o modo de condução descontínuo deixa de ser atrativo, posto que no modo DCM, a corrente continua circulando após o cruzamento por zero. O tempo morto T_{dt} pode ser aumentado, gerando transições mais lentas e L_m pode ser relativamente grande. Contudo, neste modo de operação o valor eficaz da corrente ressonante deve ser aumentado para manter a mesma transferência de potência. Já modulação MCS-ZVS utiliza indutância magnetizante baixa, as formas de ondas se tornam praticamente contínuas e a interação entre C_{OSS} e L_r aparece como pequenos afundamentos nas formas de onda. Esta estratégia possibilita a operação na ressonância com comutação ZVS em ambas as pontes, sendo a melhor estratégia de modulação para o conversor, simplificando seu projeto.

4.2.2 Esforços nos Semicondutores

Valores específicos de tempo morto e corrente magnetizante são necessários para carregar ou descarregar os capacitores dos interruptores. Por isso, sua definição é impor-



tante. A indutância magnetizante influencia o valor da corrente durante as transições. Em essência, quanto menor for o seu valor, mais rápidas serão as transições podendo ser utilizado um tempo morto menor para alcançar comutações ZVS. Contudo, se a indutância magnetizante for demasiadamente pequena, isso implica em maiores perdas por condução, reduzindo a eficiência. Desconsiderando a capacitância do transformador, o intervalo de tempo necessário para completar a transição suave no lado de baixa tensão é dado por:

$$t_{dt,LV} = \frac{Q_{OSS,LV}}{\hat{I}_m}, \quad (4.18)$$

e no lado de alta tensão

$$t_{dt,HV} = \frac{Q_{OSS,HV}}{\hat{I}_m}, \quad (4.19)$$

onde $Q_{OSS,LV}$ e $Q_{OSS,HV}$ são as cargas dos interruptores submetidas às tensões de bloqueio, as quais são obtidas pela integral da curva de capacitância $C(v)$ extraída dos manuais do fabricante. Então,

$$Q_{OSS}(V_{DS}) = \int_0^{V_{DS}} C_{OSS}(v) dv. \quad (4.20)$$

Os tempos $t_{dt,LV}$ e $t_{dt,HV}$ são plotados exemplarmente como função da corrente I_m necessária. Embora as equações (4.18) e (4.19) possibilitem estimar o tempo das transições, vale mencionar que o processo de carga e descarga de C_{OSS} não é isento de perdas, como reportado em [126], onde é mencionado que MOSFETs SIC, GaN e os tradicionais MOSFETs de silício para aplicações em baixa tensão, podem apresentar perdas de até 10% [127]. Além disso, outros elementos indesejáveis como as indutâncias parasitas das trilhas da placa de circuito impresso ou qualquer ondulação no barramento afeta os tempos de transição idealizados. Portanto, alguma margem deve ser considerada na prática e, um ajuste experimental é necessário para garantir as transições suaves. A indutância magnetizante necessária pode ser aproximadamente calculada por:

$$L_m \leq \frac{V_{HV} t_{dt,HV}}{16 f_s (Q_{OSS,LV} + 4 Q_{OSS,HV})}. \quad (4.21)$$

As perdas em condução dos semicondutores no lado de baixa tensão obtidas por:

$$P_{SW,LV} = R_{DS,on} \left[\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s/2} (i_1(t))^2 dt \right] = R_{DS,on} \frac{\hat{I}_1}{2}, \quad (4.22)$$

enquanto que no lado de alta tensão são determinadas por

$$P_{SW,HV} = R_{DS,on} \left[\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s/2} (i_2(t))^2 dt \right] = R_{DS,on} \frac{\hat{I}_2}{2}. \quad (4.23)$$



Por fim, uma pequena perda ocorre quando o interruptor é desligado. Contudo, observa-se que a corrente é relativamente baixa na saída de condução dos interruptores, comutando quase que com ZCS. Seu impacto no total das perdas nos interruptores não é significativo.

4.2.3 Tanque Ressonante

Como o conversor opera com frequência fixa e igual à ressonância, o projeto do tanque ressonante torna-se simples. Contudo, algumas considerações podem ser feitas. A primeira delas é relacionada com a máxima excursão de tensão no capacitor ressonante. A variação de carga em C_r durante meio período de comutação é igual a:

$$\Delta Q = \left[\frac{2}{T_s} \int_0^{T_0/2} I_{LV} \sin(\omega t) dt \right] \cdot \frac{T_0}{2} = \frac{2I_{LV}f_s}{\pi f_0^2}. \quad (4.24)$$

Logo, a partir de 4.24 variação de tensão ΔV_{C_r} sobre o capacitor ressonante é estimada a partir da relação estabelecida em 4.25.

$$\Delta V_{C_r} = \frac{\Delta Q}{C_r} = \frac{P_{LV}}{2V_{LV}f_0C_r} = Z_0I_{LV}. \quad (4.25)$$

O valor do capacitor é selecionado de acordo com a indutância ressonante L_r , utilizando a relação dada por:

$$C_r = \frac{1}{(2\pi f_s)^2 L_r}, \quad (4.26)$$

Em relação à indutância de ressonância, como o conversor opera em frequências relativamente elevadas, estima-se que seja composta apenas pela indutância de dispersão do transformador.

4.2.4 Transformador

Partindo de um valor de indutância magnetizante desejada, as equações convencionais para circuitos magnéticos se aplicam [76]. Logo, para calcular o número de espiras necessário N_p para um núcleo com área de seção transversal A_c , bem como, para uma máxima indução magnética B_m , tem-se a seguinte relação:

$$N_p = \frac{L_m \hat{I}_m}{2A_c B_m}. \quad (4.27)$$

Para que o valor da indutância de dispersão seja significativo, tipicamente os enrolamentos são montados separadamente no carretel do transformador, posto que ao sobrepor os enrolamentos ou intercalar as espiras em camadas como é feito nos projetos de transformadores convencionais, reduz-se significativamente o valor da dispersão, demandando um



alto valor de capacitância para conseguir alcançar a frequência de ressonância desejada.

4.2.5 Resultados Experimentais

Para verificar a operação do conversor proposto, foi desenvolvido um protótipo com potência nominal de 400 W para operar na frequência de 250 kHz, o qual é ilustrado na Figura 4.9, enquanto que suas principais especificações são apresentadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Principais parâmetros de projeto do conversor CC-CC.

Barramento de Alta Tensão	760 V
Barramento de Baixa tensão	24 V
Potência Nominal	400 W
Frequência de Comutação (f_s)	250 kHz
Núcleo do Transformador	EFD-30
Relação de Espiras	1:8
Indutância Magnetizante (L_m)	125 μ H
Indutância de Dispersão L_r	560 nH
Capacitor Ressonante (C_r)	0,72 μ F
Capacitores Divisores (C_{C1} , C_{C2})	0,5 μ F
Semicondutores de Baixa Tensão	EPC2024
Semicondutores de Alta Tensão	GS66508T

O transformador foi construído a partir de um núcleo EFD-30, nos quais o enrolamento do lado de baixa tensão foi montado utilizando um condutor *litz* composto por 982 fios em paralelo e diâmetro de 0,07 mm (AWG41), enquanto o enrolamento de maior tensão foi feito com outro condutor *litz* composto por 86 fios AWG41 em paralelo. O capacitor ressonante é formado por uma associação em paralelo de cinco peças com valor de 0,1 μ F e um de 0,22 μ F, sendo todos eles CGO, os quais apresentam valores de capacitância aproximadamente constante com a tensão aplicada. Os capacitores do divisor C_{C1} e C_{C2} foram implementados utilizando capacitores cerâmicos MLCC de uso geral, com encapsulamento SMD, os quais apresentam variações de capacitância com a tensão aplicada. Portanto foram dimensionados considerando o valor equivalente para a tensão nominal de operação.

Todos os capacitores de barramento foram alocados na parte inferior do conversor, minimizando o caminho pelo qual a corrente circula, bem como as indutâncias parasitas da placa.



Figura 4.9: Fotografia do protótipo construído. O conversor foi desenvolvido para operar com dois barramentos com tensões de 24-760 V respectivamente. A potência nominal do conversor é de 400 W com a frequência de comutação de 250 kHz.

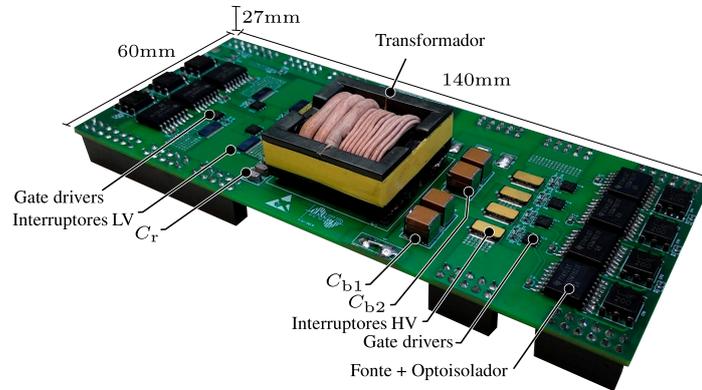
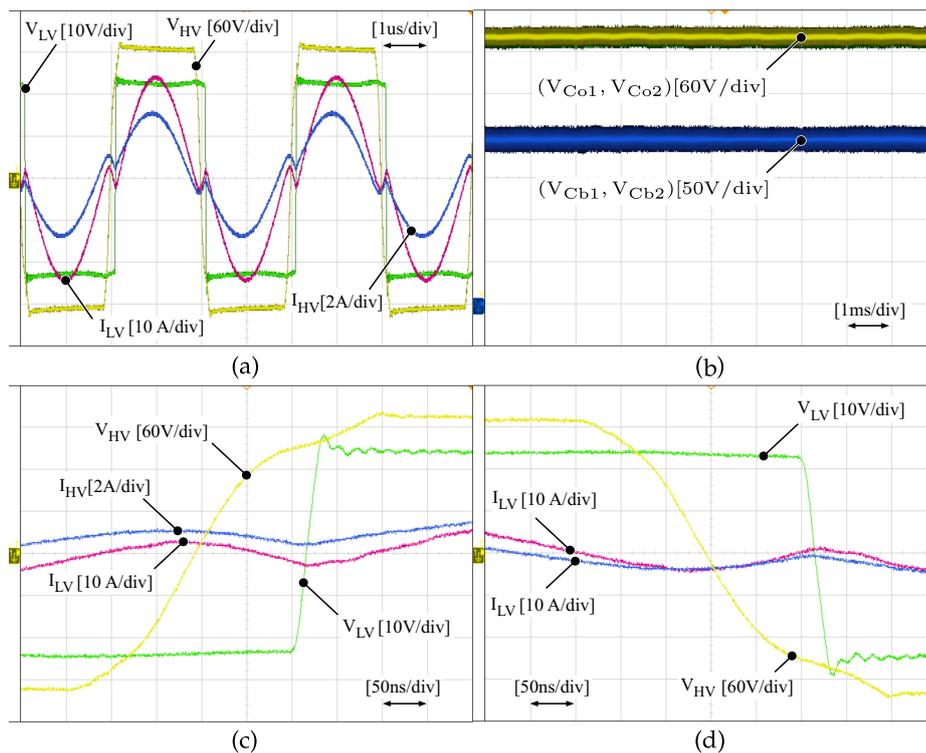


Figura 4.10: Principais formas de onda experimentais do conversor ressonante proposto quando operado no modo de condução descontínuo. Em (a) tensões e correntes no lado de baixa (LV) e no lado de alta tensão (HV). Em (b) a tensão nos capacitores comutados e nos capacitores de saída. Em (c) e (d) uma visão ampliada das transições durante a comutação.



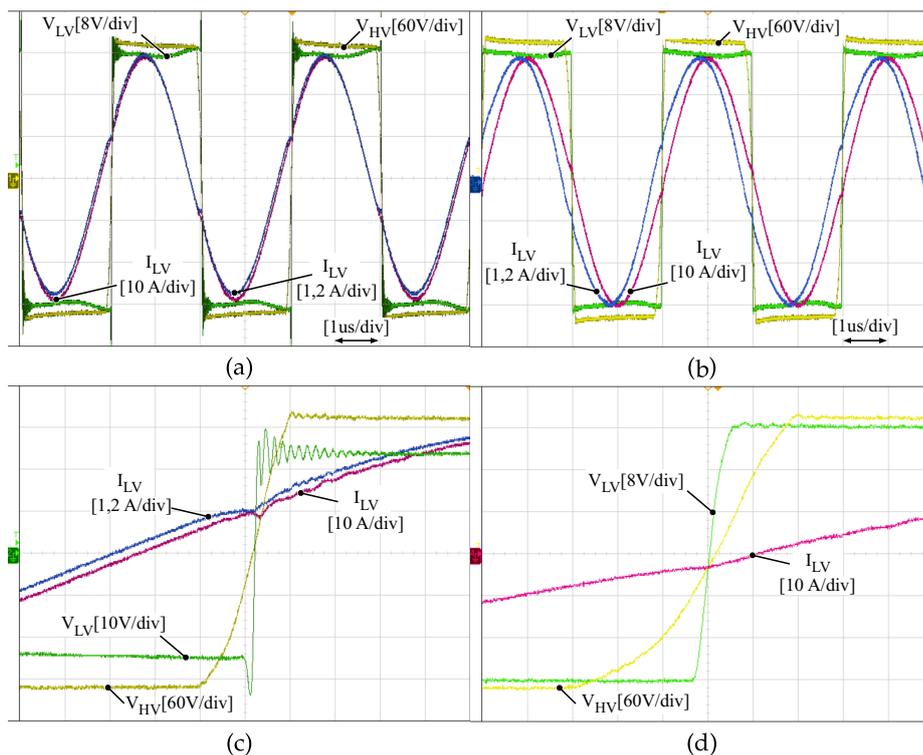
No primeiro ensaio experimental o conversor foi operado no modo de condução descontínuo. As principais formas e onda são ilustradas na Figura 4.10. Todos os semicondutores são acionados ordenadamente. Observa-se a semelhança das transições de corrente com os conceitos ilustrados anteriormente na Figura 4.8(d). Na ponte de baixa tensão percebe-se que sobra energia para a comutação. Isso poderia ser melhorado com a redução do tempo morto. Contudo, a transição é muito rápida e falta resolução no módulo PWM do DSP para realizar o ajuste fino do tempo morto. Ajustando o deslocamento



entre ambas as pontes também melhora a distribuição de energia. Os resultados foram extraídos com o melhor ajuste possível. Adicionalmente, verifica-se que as formas de onda nos capacitores são equilibradas.

Substituindo o transformador, foram realizados os testes considerando a operação como série ressonante com alta indutância magnetizante e, por fim, com ela reduzida utilizando a modulação MCS-ZVS. Na Figura 4.11, são apresentadas as principais formas de onda em cada lado do transformador. Verifica-se a semelhança com as formas de onda teóricas da Figura 4.6. No primeiro caso, fica evidente que a ponte de baixa tensão possui um aspecto ruidoso durante as comutações onde ocorre a inversão da tensão na ponte, indicando a ausência de comutação suave. Percebe-se também que ambas as correntes são praticamente iguais. No segundo caso, é possível observar a defasagem entre as correntes, conforme discutido anteriormente, bem como as transições de tensão, as quais são isentas de oscilações em elevadas frequências.

Figura 4.11: Comparação entre os modos de operação. Em (a) e (c) Série ressonante tradicional. Em (b) e (d) Utilizando a modulação MCS-ZVS.

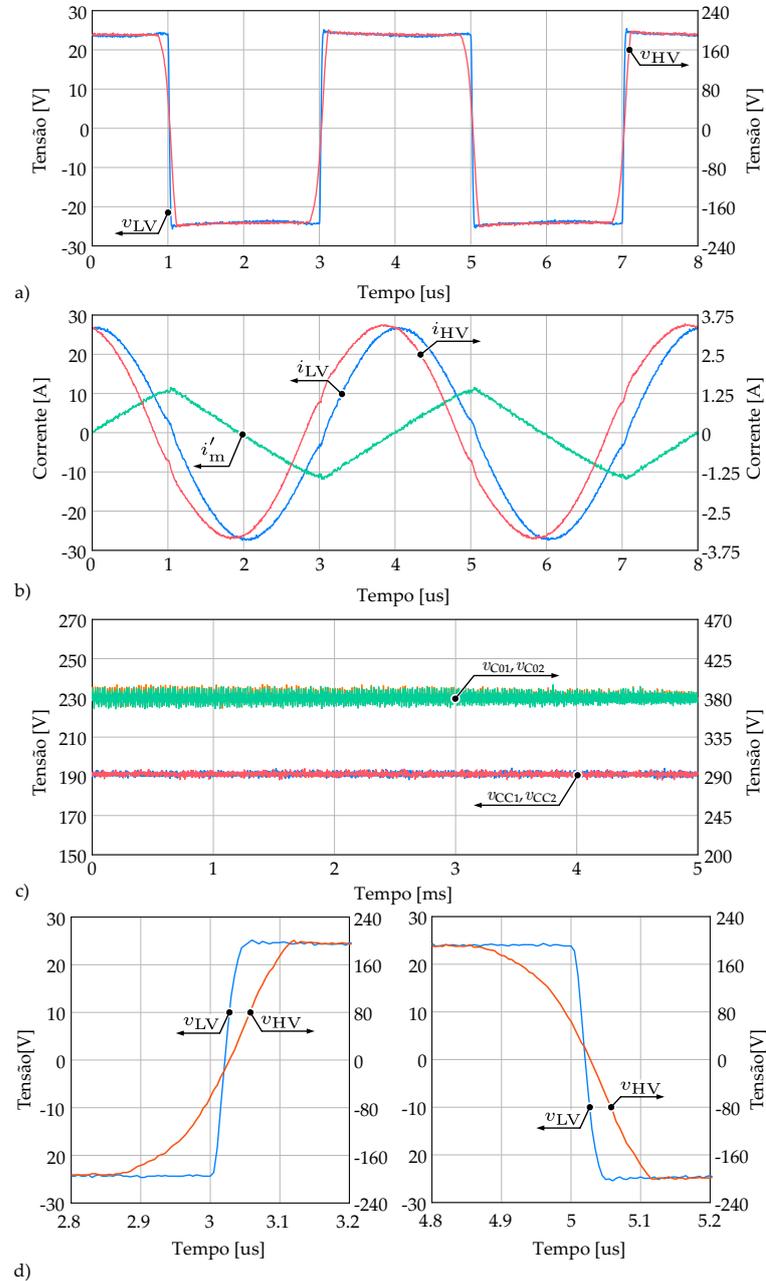


Na Figura 4.12 são apresentados os resultados experimentais do conversor operando em plena carga com a modulação MCS-ZVS. A corrente na indutância magnetizante foi obtida pela subtração das correntes i_{LV} e i_{HV} . Observa-se que tanto os aspectos quanto os valores são próximos aos teóricos apresentados na Figura 4.7. O único ajuste realizado foi o tempo morto da ponte de três níveis que passou para 260 ns e a defasagem entre cada ponte, que foi ajustada em 90 ns. Isto se deve principalmente aos elementos parasitas desconsiderados nas análises teóricas, como por exemplo, as indutâncias das trilhas e a



4.2. Conversor ML-LLC-SRC-I

Figura 4.12: Principais formas de onda do conversor com a modulação MCS-ZVS, operando em plena carga. Em (a) as tensões nas pontes. Em (b) as correntes no transformador. Em (c) as tensões nos capacitores de saída. Em (d) uma visão ampliada com detalhes das transições de tensão.

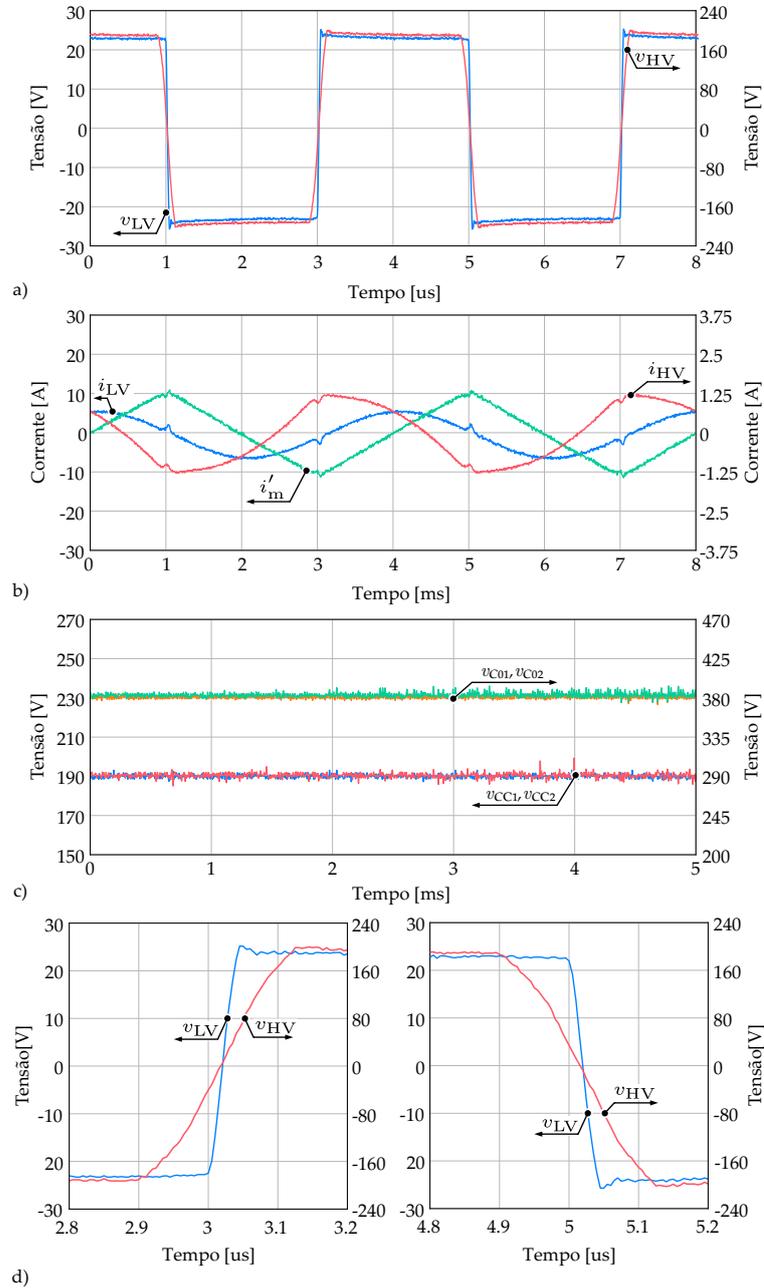


capacitância dos enrolamentos do transformador, que apresentaram um efeito relativamente significativo no ajuste do conversor, como pode ser visto. Da mesma forma que para a operação no modo descontínuo apresentado na Figura 4.10, nota-se que as tensões em todos os capacitores estão equilibradas, com o mesmo valor médio. Na Figura 4.13 são apresentados os resultados com o conversor operando com baixa carga (20%). Com a redução de carga as perdas do conversor diminuem e com isso, as tensões nos capacitores de saída tendem a ser mais constantes, com o valor médio um pouco maior. Isto faz com



4.2. Conversor ML-LLC-SRC-I

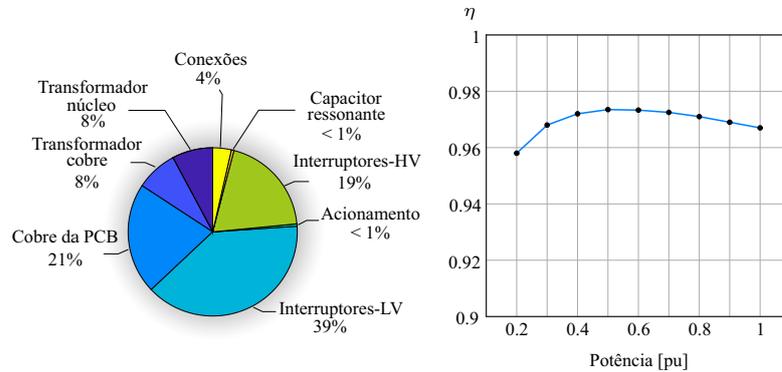
Figura 4.13: Principais formas de onda do conversor com a modulação MCS-ZVS, operando com 20% de carga. Em (a) as tensões nas pontes. Em (b) as correntes no transformador. Em (c) as tensões nos capacitores de saída. Em (d) uma visão ampliada com detalhes das transições de tensão.



que a energia armazenada na indutância magnetizante também aumente. Observa-se que as transições são ligeiramente mais rápidas e, como o tempo morto é fixo, há um excesso de energia fazendo com que o mecanismo de condução reversa (diodo do interruptor) seja acionado.

A Figura 4.14 apresenta a distribuição das perdas nos elementos do conversor, bem como a curva de eficiência. Nota-se que o protótipo apresenta o rendimento maior que 96% com qualquer valor de carga acima de 20%.

Figura 4.14: Distribuição das perdas e a curva de rendimento do conversor operando com a modulação MCS-ZVS. O topologia apresentou 97,3 % com meia carga e 96,6 % em plena carga.

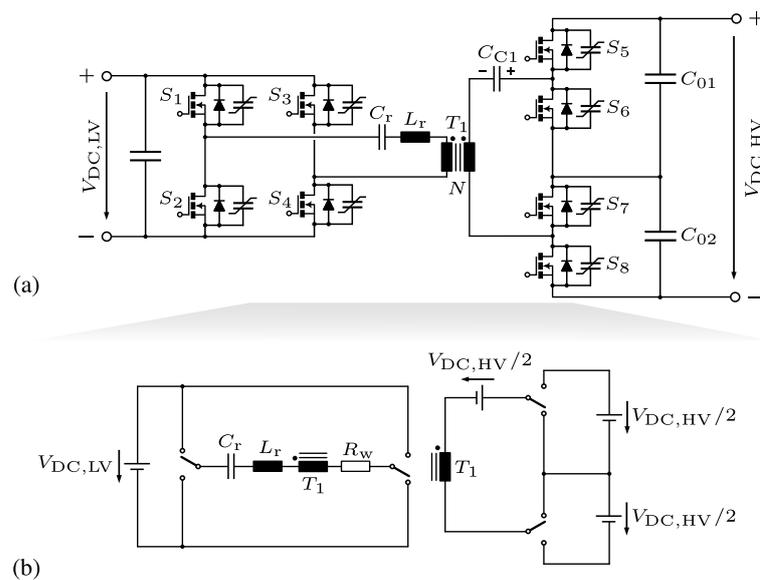


4.3 Conversor ML-LLC-SRC-II

4.3.1 Princípio de Operação e Análise Estática

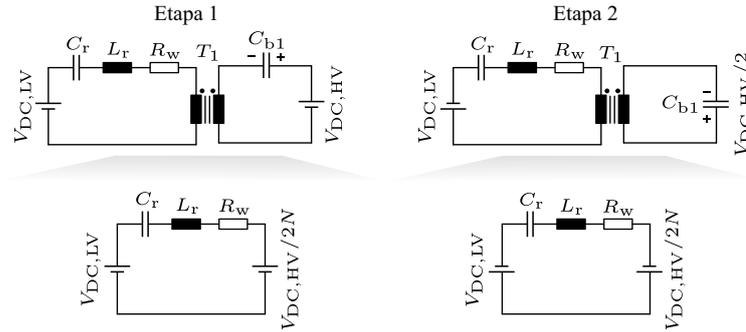
A estrutura completa do segundo conversor é ilustrada na Figura 4.15. Percebe-se que a estrutura simplificada é semelhante à do conversor ML-LLC-SRC-I, exceto que agora apenas um capacitor (C_{C1}) é utilizado. Isto faz com que a tensão aplicada ao transformador seja igual à metade da tensão total do barramento. A estratégia de acionamento dos semicondutores da ponte de três níveis deve ser modificada. O ganho de conversão torna-se menor em relação ao conversor ML-LLC-SRC-I e a topologia apresenta menor competitividade em relação às demais topologias de três níveis.

Figura 4.15: Topologia do segundo conversor CC-CC multinível proposto. Em (a) a estrutura de potência e (b) o circuito simplificado, onde os semicondutores são vistos como interruptores ideais e os capacitores descritos idealmente como fontes de tensão.



As etapas de operação do conversor podem ser descritas a partir dos circuitos

Figura 4.16: Circuitos equivalentes simplificados durante as etapas de transferência de energia.



simplificados apresentados na Figura 4.16. Na primeira, etapa os interruptores S_1 , S_4 , S_5 e S_8 são acionados, com isso o transformador fica associado em série com C_{C1} e ambos são conectados aos terminais de saída do conversor, com a tensão total do barramento.

Na segunda etapa de operação, os interruptores S_2 , S_3 , S_6 e S_7 são acionados. Assim, toda energia é transferida para C_{C1} , enquanto que os capacitores do barramento mantêm a tensão na carga. Devido a esta operação não há garantias de que o ponto médio do barramento fique sempre equilibrado. Neste caso, é importante utilizar um inversor de três níveis conectado ao ponto central para balancear a tensão em cada capacitor de saída.

Na Figura 4.17 são apresentadas as principais formas de onda do conversor II operando na frequência de ressonância com o esquema de modulação MCS-ZVS. Observa-se que as formas de onda são muito semelhantes às do conversor ML-LLC-SRC-I, exceto pela sequência de comando dos interruptores e a ausência do capacitor C_{C2} , fazendo com que o ganho de tensão seja reduzido à metade. Assim, todas as análises desenvolvidas nas seções anteriores são válidas para esta segunda topologia.

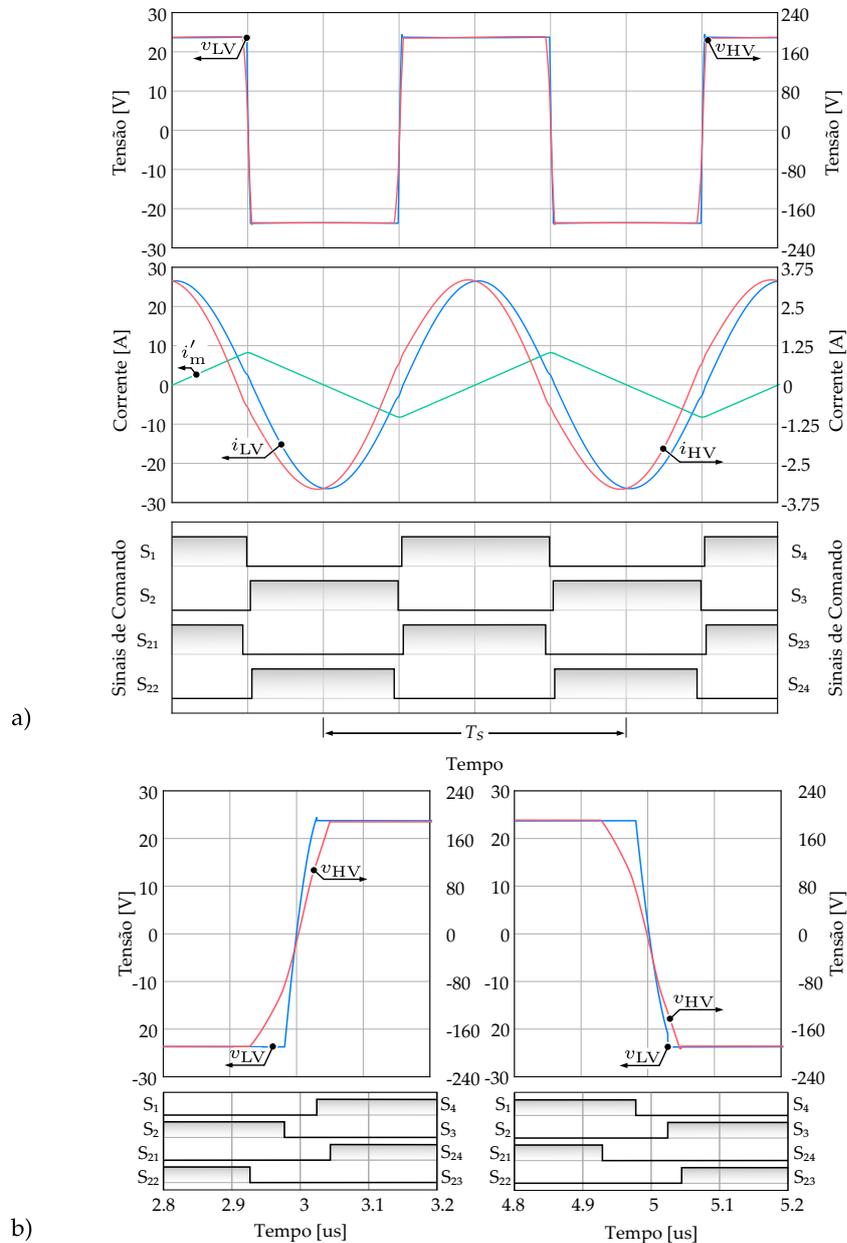
4.3.2 Resultados Experimentais

Para validar o estudo do conversor ML-LLC-SRC-II foram realizados os testes experimentais fazendo uma adaptação do protótipo desenvolvido para o conversor ML-LLC-SRC-I. Assim, utilizando o mesmo protótipo, a tensão de saída foi reduzida pela metade e o capacitor C_{C2} foi removido, o transformador substituído, alterando também as conexões da ponte de três níveis. Os principais resultados experimentais são ilustrados na Figura 4.18.

Observa-se que as formas de onda das tensões e correntes ressonantes são bem comportadas e as transições de tensão demonstram a operação com comutação suave. Na realização dos testes experimentais, foi utilizada uma carga resistiva conectada no lado de maior tensão. Nota-se que na Figura 4.18(b) as tensões dos capacitores de saída estão com os valores médios diferentes (171 e 203 V), enquanto que a tensão no capacitor C_{C1} assume um valor médio intermediário (189 V). Assim, torna-se evidente a necessidade de



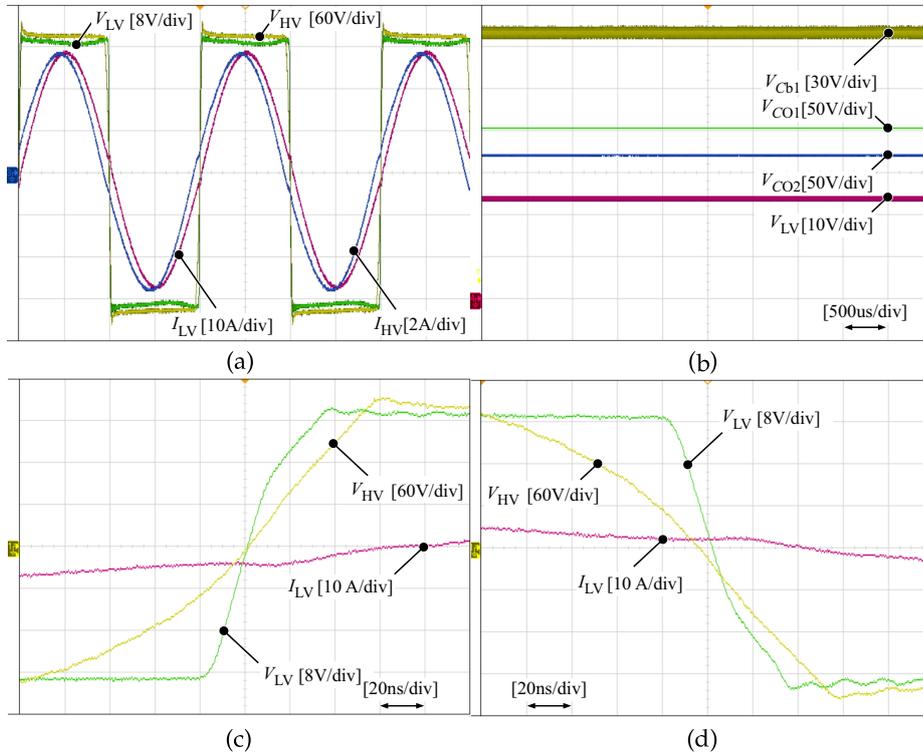
Figura 4.17: Resultados de simulação numérica do conversor II operando como elevador de tensão e com a modulação MCS-ZVS. Em (a) as principais formas de onda em regime e (b) a visão ampliada das transições de tensão.



um conversor operando em conjunto no sentido de manter o equilíbrio do ponto médio do barramento, mantendo os capacitores balanceados. Contudo, apesar deste inconveniente desbalanço de tensão, o conversor é capaz de operar, sendo suficiente para demonstrar suas características operacionais.

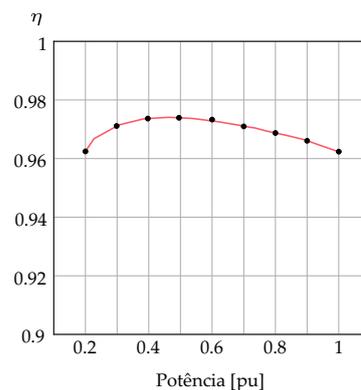
Na Figura 4.19 é apresentada a curva de rendimento do conversor. Apesar de operar com níveis de tensão diferente em relação ao conversor anterior, a topologia apresentou um rendimento um pouco maior em baixa carga, que se deve principalmente à menor necessidade de energia para comutação suave, já que a tensão de bloqueio foi reduzida. Com carga nominal, o rendimento foi menor, isso se deve principalmente ao enrolamento secun-

Figura 4.18: Principais formas de onda experimentais do conversor II. Em (a) tensões e correntes no lado de baixa (LV) e no lado de alta tensão (HV). Em (b) a tensão no capacitor comutado e nos capacitores de saída. Em (c) e (d) uma visão ampliada das transições durante a comutação.



dário do transformador que foi montado com condutor de maior diâmetro, ocasionando maiores perdas principalmente devido à maior influência do efeito de proximidade.

Figura 4.19: Curva de rendimento do conversor ML-LLC-SRC-II operando com a modulação MCS-ZVS. O topologia apresentou 97,4 % com meia carga e 96,2 % em plena carga.



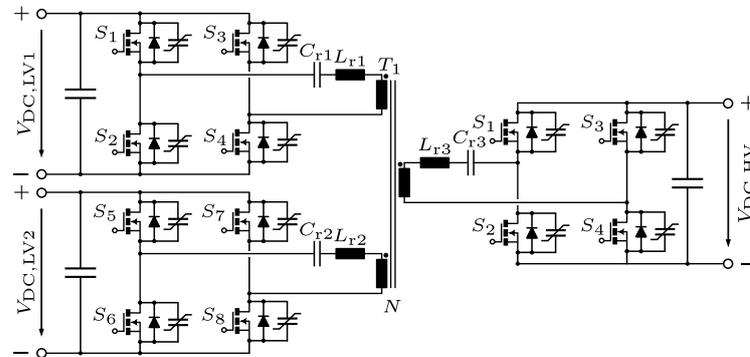
4.4 Conversores Multiportas - MSRC

O conversor série ressonante multiportas é caracterizado pelo uso de um transformador com maior número de enrolamentos em relação à estrutura tradicional. Na Figura 4.20 é apresentada a topologia série ressonante com três portas. Na literatura, existem



trabalhos apresentando topologias deste tipo [36, 47], as quais podem tornar-se vantajosas, reduzindo o número de semicondutores por concentrar o fluxo de potência no lado de alta tensão do estágio CC-CC, abrindo uma nova possibilidade de estudo.

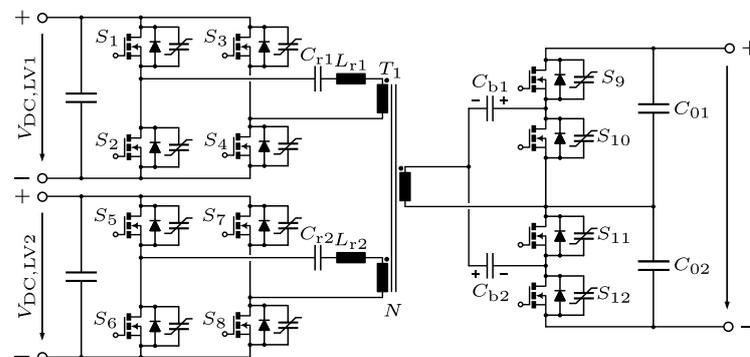
Figura 4.20: Conversor série ressonante SRC com três portas.



Dois modos de operação são previstos. No modo 1 uma das portas atua como fonte, alimentando as outras duas que atuam como carga. No modo 2, duas das portas atuam como fonte enquanto a terceira atua como carga. O modo 1 é utilizado basicamente para fazer a pré-carga do barramento CC dos retificadores. Já o modo 2 ocorre na transmissão da energia dos retificadores para o estágio inversor. Portanto, duas portas têm características idênticas, as quais processam individualmente a metade da potência do conversor, enquanto que a terceira é dimensionada para processar a potência total. Considerações relevantes podem ser encontradas nas referências [36, 47].

Tendo em vista a redução do número de elementos magnéticos e de semicondutores, pode-se explorar o uso de conversores multiportas, estes também têm sido foco de algumas pesquisas recentes [36, 47, 48, 128]. Uma topologia nova baseada no conversor ML-LLC-SRC-I, discutido anteriormente, poderia ser futuramente explorada, tal como ilustra a Figura 4.21.

Figura 4.21: Conversor série ressonante LLC-SRC com três portas utilizando o conceito de capacitores chaveados adotado no conversor ML-LLC-SRC-I.





4.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os estudos do estágio de conversão CC-CC. Deste modo, buscou-se mostrar as principais características do conversor série ressonante operando com frequência fixa na região da ressonância, bem como, operando no modo descontínuo. Esses modos de operação possibilitam a maior eficiência dos conversores série ressonantes.

Em seguida, foram apresentadas opções topológicas com base em estruturas empilhadas ou com uso de pontes em três níveis, com o objetivo de reduzir os esforços de tensão nos semicondutores, bem como, a possível redução das perdas no transformador. Assim, conclui-se que o conversor ML-LLC-SRC-I proposto apresenta como vantagem a redução do número de espiras e, conseqüentemente as perdas no cobre e o volume do transformador. Além disso, os esforços no lado de alta tensão são reduzidos, já que os interruptores são submetidos apenas à metade da tensão total do barramento. Adicionalmente, os capacitores de saída se mantêm naturalmente equilibrados graças a operação do conversor.

Os resultados experimentais validam os diferentes modos de operação do conversor. Neste sentido conclui-se que a modulação MCS-ZVS possibilita a comutação suave ZVS em todos os interruptores, sendo a modulação mais vantajosa. O rendimento atingido pelo conversor ML-LLC-SRC-I de 96,6 % é expressivo, se comparado com outras topologias projetadas para as mesmas condições, mostrando que a estrutura tem um desempenho relevante, considerando os requisitos da aplicação.

Uma segunda topologia denominada de ML-LLC-SRC-II, a qual tem o princípio de operação muito semelhante em relação à primeira topologia proposta, também foi apresentada. Contudo, suas vantagens são menos expressivas que o conversor ML-LLC-SRC-I para a aplicação proposta. Contudo, pode ser interessante em sistemas que utilizam especificamente inversores de três níveis, os quais podem equilibrar os capacitores barramento CC.

Capítulo 5

Exemplo de Aplicação

5.1 Descrição do sistema

Para validar a concepção do emulador, será utilizado como base um sistema de acionamento submarino conforme ilustrado na Figura 5.1. Neste contexto, um inversor de três níveis NPC trifásico é utilizado para acionar um motor de indução trifásico (MIT).

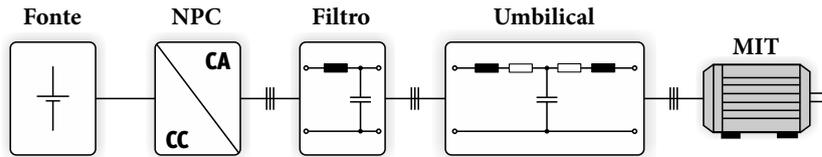


Figura 5.1: *Setup* do sistema de acionamento submarino utilizado nas simulações.

Assume-se que o NPC possui um filtro LC destinado a limitar o conteúdo harmônico gerado pelo inversor. O umbilical possui sete seções T-equivalente em cada fase, representando um trecho com 10 km de comprimento entre o conversor e a máquina. Os parâmetros do cabo foram retirados do manual do fabricante Nexans [129] e são apresentados por meio da Tabela 3.3.

Tabela 5.1: Parâmetros do umbilical

Parâmetro	Valor	Unidade	Descrição
R_{cb}	0,25	Ω/km	Resistência nominal
C_{cb}	0,22	$\mu\text{F}/\text{km}$	Capacitância nominal
L_{cb}	0,38	mH/km	Indutância nominal
ℓ_{cb}	10	km	Comprimento total

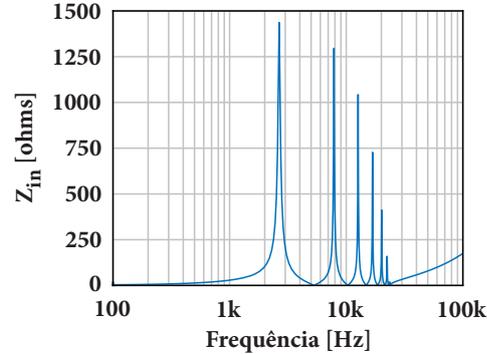
Utilizando uma rede de parâmetros concentrados com sete seções, a frequência máxima que o modelo de parâmetros concentrados representa [29] é de aproximadamente:

$$f_{\max} = \frac{N_{\text{sec}}}{8 \cdot \ell_{cb} \sqrt{L_{cb} C_{cb}}} \cong 9,5 \text{ kHz} \quad (5.1)$$



Na Figura 5.2, é apresentada a resposta em frequência da impedância do cabo, obtida com a carga em curto circuito.

Figura 5.2: Impedância do umbilical utilizado na simulação.



Os dados do motor são apresentados na Tabela 5.2. A carga mecânica associada à máquina tem característica quadrática, sendo comum em bombas, compressores ou ventiladores.

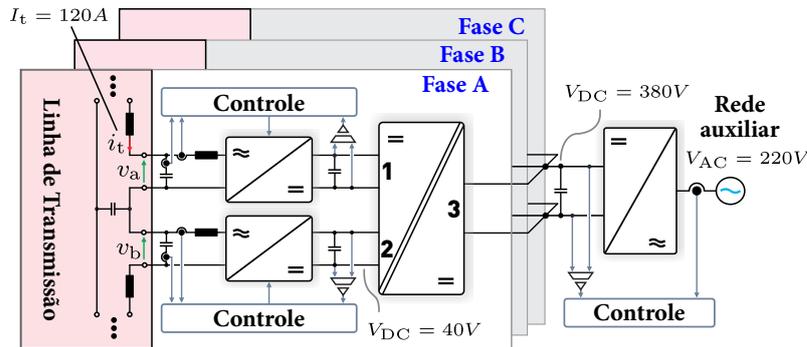
Tabela 5.2: Parâmetros da máquina de indução

Parâmetro	Valor	Unidade	Descrição
P_n	1,9	MW	Potência nominal
$V_{n,ef}$	11	kV	Tensão eficaz de linha nominal
$I_{n,ef}$	120	A	Corrente eficaz nominal
f_n	60	Hz	Frequência nominal
p	4	-	número de pólos
R_s	0,4359	Ω	Resistência do estator
X_s	6,214	Ω	Reatância do estator
R_r	0,2878	Ω	Resistência do rotor
X_r	7,807	Ω	Reatância do rotor
X_m	223,9	Ω	Reatância magnetizante
J	64,1	kgm ²	Coefficiente de inércia

Para simplificar a simulação, é considerada que apenas umas das seções do cabo é ativa, sendo as outras seis todas passivas. Como o emulador está sendo concebido como seções independentes, já é suficiente para demonstrar sua operação. Nos testes, as simulações buscam comprovar a funcionalidade do emulador, ou seja, mostrando que os conversores são capazes de operar simulando resistências e possibilitando a regeneração da respectiva parcela de energia absorvida da linha de transmissão.

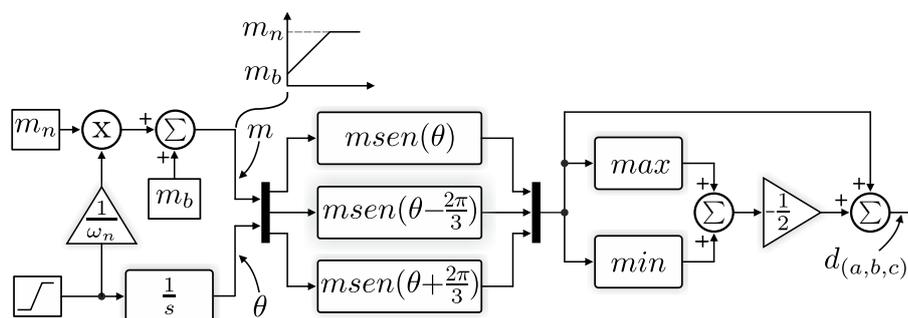
A estrutura do emulador corresponde àquela apresentada na Figura 2.16 (b), o qual é novamente ilustrado na Figura 5.3, incluindo agora os valores das tensões e correntes em estado estacionário. Portanto, são utilizados seis retificadores, sendo dois para cada seção T por fase, três estágios CC-CC isolados com o lado de alta tensão conectado a

Figura 5.3: Diagrama em blocos do emulador implementado nas simulações, incluindo os valores das tensões e correntes em estado estacionário.



um barramento comum que é controlado pelo inversor trifásico conectado à rede auxiliar. Cada retificador emula uma resistência de $0,179 \Omega$ e opera com potência aproximada de 2,57 kW. A tensão de barramento CC em cada retificador é de 40 V. O inversor está interligado numa rede auxiliar com tensão de linha de 220 V e opera com barramento nominal de 380 V. Nas simulações, os conversores do emulador estão sendo simulados a partir de seus respectivos modelos médios, enquanto que o inversor NPC que aciona a máquina utiliza um circuito comutado, devido ao grande intervalo de tempo simulado que demanda um grande esforço computacional.

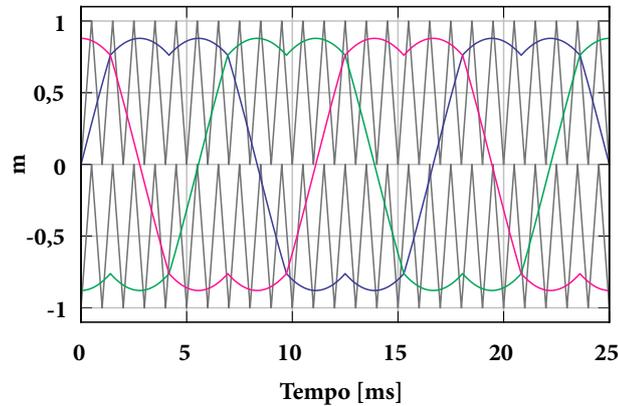
O acionamento da máquina é feito utilizando a estratégia de controle escalar V/f em malha aberta, tal como ilustrado na Figura 5.4. Nota-se que está sendo adicionada uma componente de modo comum na modulação, possibilitando melhor aproveitamento da tensão do barramento. Foi adotada uma frequência fixa de comutação de 1 kHz.

 Figura 5.4: Esquema de acionamento utilizando controle escalar em malha aberta V/f com injeção de componente de modo comum.


A estratégia de modulação utilizada é do tipo IPD (*In-Phase Disposition*), na qual as portadoras encontram-se dispostas em fase e deslocadas verticalmente, possibilitando a excursão do sinal modulante de modo a gerar os sinais de comando para os semicondutores do inversor NPC, conforme ilustra a Figura 5.5.



Figura 5.5: Sinais de comando do inversor utilizando modulação IPD e injeção de terceira harmônica.



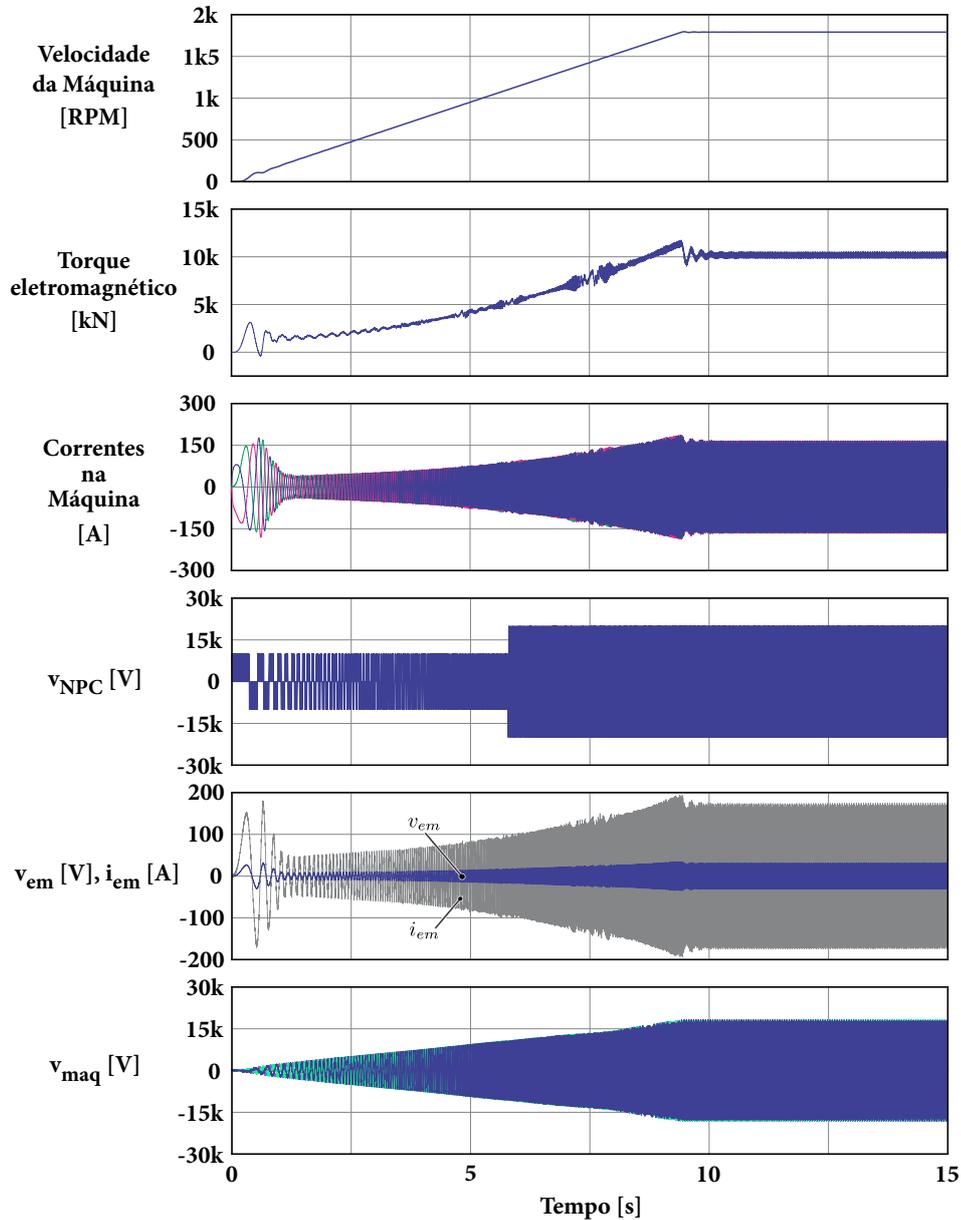
5.2 Resultados de Simulação

Nas simulações foi considerado um ramo de amortecimento em paralelo com o capacitor do filtro. Notou-se que quando o filtro é pouco amortecido e a ondulação de corrente relativamente grande, a oscilação de torque e a corrente aumentam significativamente, tendo casos em que se torna impraticável a partida da máquina utilizando este tipo de modulação. Em aplicações práticas, é comum utilizar esquemas de modulação otimizada em baixa frequência que possibilita, por exemplo, a eliminação seletiva de harmônicas (*Selective Harmonic Elimination - SHE*) [2, 130], evitando a produção de componentes harmônicas em determinadas faixas de frequência, minimizando assim os problemas com ressonâncias.

Na Figura 5.6 são apresentados os resultados de simulação com as principais formas de onda do sistema durante a partida até atingir o estado estacionário. Observa-se que a condição de regime é atingida em aproximadamente 9 segundos. As pequenas oscilações de torque que ocorrem durante a partida, tendem a aumentar de acordo com o projeto do filtro LC na saída do NPC. Nota-se as formas de onda referentes à corrente que circula pelo emulador e tensão que está sendo emulada (v_{em}, i_{em}) em uma das fases, ambas têm o mesmo aspecto da corrente da máquina, revelando o comportamento do emulador proposto durante todo o transitório de partida.

A Figura 5.7 apresenta as formas de onda dentro da estrutura ativa do emulador. Ressalta-se que as simulações não contemplam a pré-carga dos barramentos CC. Portanto, está sendo iniciada considerando os barramentos com uma carga inicial. Percebe-se que controlando a tensão no barramento do inversor, desde que o estágio CC-CC atue com ganho fixo, a tensão no barramento do retificador se mantém controlada. Além disso, apesar da amplitude reduzida, existem pequenas perturbações no barramento CC nos mesmos instantes em que ocorrem oscilações na corrente e no torque da máquina. Essas perturbações não influenciam o lado CA do retificador, uma vez que as malhas de controle

Figura 5.6: Principais formas de onda no sistema durante uma partida em rampa. Em sequência têm-se: a velocidade angular da máquina, o torque eletromagnético, as correntes na máquina, a tensão sintetizada pelo inversor NPC que controla a máquina, a tensão e corrente sendo emulada por um conversor do emulador de cabos e, por último, a tensão no extremo do cabo que é aplicada na máquina.



contemplam uma pré-alimentação do barramento CC.

Maiores detalhes das correntes injetadas na rede auxiliar, são observados na Figura 5.8. Nota-se que as correntes injetadas pelo inversor estão em fase com as tensões da rede auxiliar apresentando fator de potência próximo à unidade e as correntes têm perfil senoidal com baixa distorção harmônica. Visando comparar a estrutura ativa do emulador proposto, foi realizada a simulação do sistema considerando um emulador de cabos inteiramente passivo, de onde foram extraídas as formas de onda de tensão e corrente sobre uma das resistências do cabo. Em seguida, foram obtidas as mesmas formas de onda

Figura 5.7: Formas de onda respectivamente da tensão CC no barramento de um dos estágios retificadores, da tensão de barramento do inversor regenerativo do emulador e a tensão e corrente regenerada na rede auxiliar.

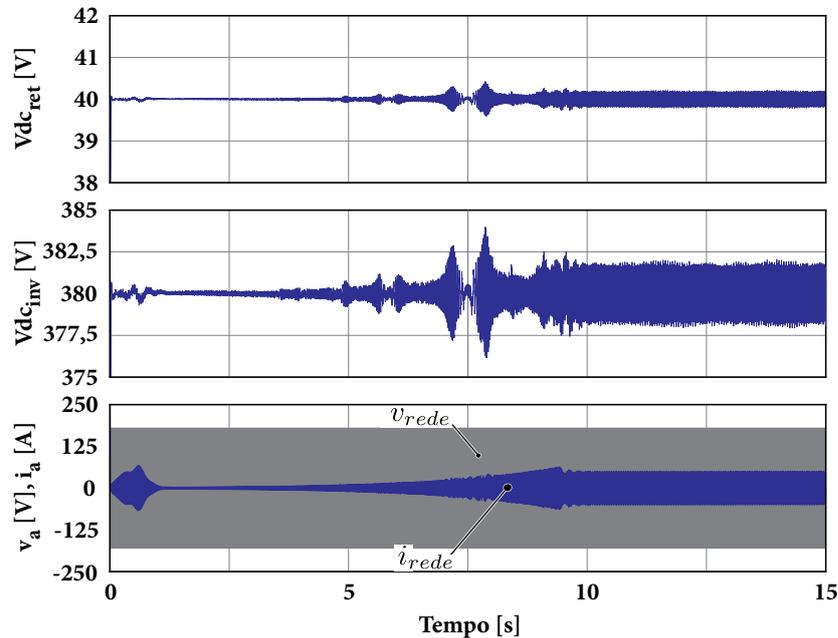
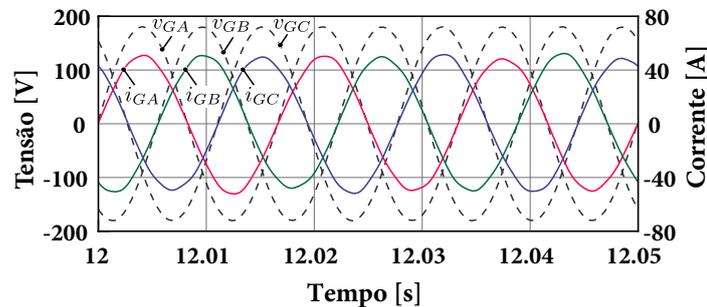


Figura 5.8: Vista detalhada das formas de onda das tensões e correntes injetadas na rede auxiliar.



utilizando conversores ativos substituindo o resistor passivo. A comparação dos resultados é apresentada na Figura 5.9. Com isso, é possível observar detalhadamente que não há alterações significativas entre o comportamento de um resistor passivo em comparação com o emulador ativo, ou seja, o emulador ativo cumpre os objetivos estabelecidos.

Com base no espectro em frequências da Figura 5.9, nota-se que existe a presença de componentes espectrais situadas na região próxima de 400 Hz, 3 kHz e 8 kHz. Em 400 Hz encontra-se a ressonância do filtro LC do inversor NPC. Em 3 kHz e 8 kHz encontram-se as ressonâncias do cabo (Cf. Figura 5.2).

Por fim, na Figura 5.10 foi realizada a simulação considerando a emulação do efeito pelicular. A principal diferença consiste na maior presença de conteúdos em alta frequência na tensão emulada.

Figura 5.9: Comparação entre tensão e corrente sobre uma das resistências do cabo. Em (a) com um resistor passivo e em (b) utilizando um conversor para emular a resistência.

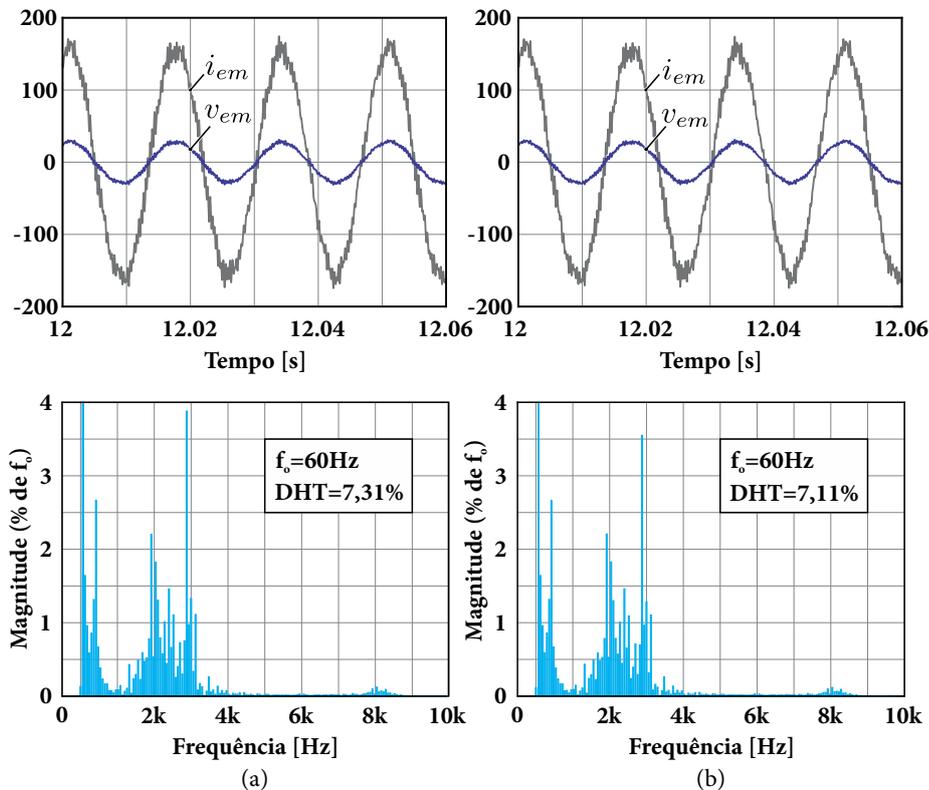
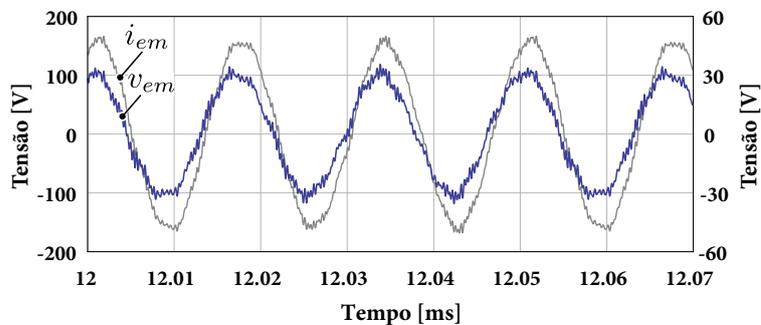


Figura 5.10: Resultado de simulação utilizando a emulação do efeito pelicular.



5.3 Conclusão

Este capítulo apresentou um exemplo de aplicação do emulador de umbilicais proposto neste trabalho, visando mostrar a funcionalidade do emulador. Conclui-se, perante os resultados de simulação numérica, que o sistema opera dentro das condições estabelecidas e que a energia pode ser regenerada para a rede elétrica através da sua estrutura ativa, tornando o processo eficiente.

Conforme discutido nas seções anteriores o deslocamento da oscilação de potência através dos estágios retificadores é um meio eficiente de reduzir a quantidade de capacitores no barramento CC de cada retificador monofásico utilizado. Graças às malhas de pré-alimentação do barramento CC, as formas de onda nas portas CA dos conversores são



independentes das oscilações que ocorrem no lado CC de cada conversor.

Na prática, cada seção híbrida pode ser conectada em cascata para cobrir o espectro de frequências desejado. Dependendo da ocasião, com o objetivo de reduzir o número de conversores, uma possibilidade seria concentrar as perdas resistivas em um ponto da linha, obtendo assim uma aproximação menos precisa do cabo, mas ainda assim utilizada em modelos de linhas de transmissão como o de Bergeron [35, 131], por exemplo.

Capítulo 6

Considerações Finais

Com este trabalho busca-se uma solução eficiente para a concepção de emuladores ativos de cabos de potência utilizados na transmissão de energia em ambiente marinho. Exemplarmente o foco foi voltado para o acionamento de máquinas elétricas utilizadas na extração de petróleo e gás, mas sua aplicação pode ser estendida a outras áreas de interesse, tais como, *Power Hardware-in-the-Loop* (P-HIL) de sistemas de energia, emulação de cabos utilizados em parques eólicos *offshore*, entre outros mais.

Destacam-se como contribuições deste trabalho o conceito inovador a partir de redes híbridas de parâmetros concentrados, a revisão bibliográfica atualizada em termos de topologias, métodos de estimação e simulação de perdas em semicondutores, esquemas de modulação e malhas de controle, inclusive a possibilidade de emular o efeito pelicular por meio de técnicas de controle, bem como, a proposta de novas topologias conversores. Assim, buscou-se propor uma solução eficiente para um problema prático, explorando as possibilidades e estratégias que proporcionassem a operação eficiente do sistema.

Dos conversores propostos neste trabalho, o retificador Tipo-T entrelaçado, apesar de aparentemente ser complexo e utilizar uma grande quantidade de interruptores controlados mostra-se como uma boa opção para aplicações que envolvem elevada corrente de trabalho, já que apresenta uma boa distribuição de perdas, enquanto que outras topologias exigiriam semicondutores em paralelo para aplicações em alta potência. Além disso, é evidente que os elementos de filtro são significativamente reduzidos e consegue-se uma ampla banda de controle, devido à operação intercalada. Entre os conversores CC-CC, ficou evidente que o ML-LLC-SRC-I é uma topologia com alta performance e que pode apresentar vantagens não somente em emuladores de cabos, mas em outras aplicações onde é desejado alto ganho de conversão, como por exemplo, em fontes auxiliares de topologias de média tensão entre outras.

Utilizou-se o estado da arte em semicondutores na construção dos protótipos, visando explorar os benefícios dos dispositivos GaN, onde surgiram desafios de projeto. Vale destacar que esses dispositivos apresentam as menores resistências de condução e capacidades intrínsecas, seu uso é uma tendência no contexto atual da eletrônica de potência. Contudo, foram tomados inúmeros cuidados para o correto desempenho dos conversores,



uma vez que componentes de montagem em superfície são extremamente pequenos e delicados em comparação aos semicondutores discreto convencionais, tornando sensível todo o processo de montagem que foi feito de forma manual.

A partir deste trabalho, pode-se sugerir alguns temas para o desenvolvimento de trabalhos futuros.

- A avaliação de outras técnicas de controle para o estágio retificador, como por exemplo, técnicas de controle não lineares, por histerese ou modos deslizantes, entre outras;
- O estudo de conversores CC-CC ressonantes multiportas, como sugerido no Capítulo 4, para as mesmas condições de operação.
- A implementação dos conversores utilizando semicondutores com circuito de comando integrado ao interruptor, que começam a surgir no mercado, podendo contribuir ainda mais na redução do volume do conversor, evitando também eventuais problemas causados pelas indutâncias parasitas das placas de circuito impresso.
- A implementação prática de um emulador em grande escala.

Referências Bibliográficas

- 1 WORZYK, T. *Submarine Power Cables*. 1. ed. Berlin: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009. Citado 4 vezes nas páginas 23, 29, 30 e 32.
- 2 MONSEN, B. et al. Asgard subsea gas compression - technology qualification testing with high-speed vsd and very long step-out cable. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 2, p. 1552–1561, March 2014. ISSN 0093-9994. Citado 7 vezes nas páginas 23, 24, 25, 38, 40, 47 e 127.
- 3 ABB. *INSUBSEA ®Long step-out system: Efficient and flexible power for subsea applications*. 2016. Citado 3 vezes nas páginas 23, 24 e 25.
- 4 BARBOSA, D. A. B. *Sistemas de Proteção para Redes de Distribuição Elétrica Submarinas não Aterradas*. Dissertação (Mestrado) — UFRJ-COPPE, 2017. Citado na página 23.
- 5 AMETANI, A.; OHNO, T.; NAGAOKA, N. *Cable System Transients: Theory, Modeling and Simulation*. 1. ed. Chennai, India: John Wiley & Sons Singapore Pte. Ltd., 2015. Citado na página 24.
- 6 LIANG, X.; JACKSON, W. M. Influence of subsea cables on offshore power distribution systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 6, p. 2136–2144, Nov 2009. ISSN 0093-9994. Citado na página 24.
- 7 STAMATIOU, G. *Converter interactions in VSC-based HVDC systems*. 222 p. Tese (Doutorado) — Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, 2015. Citado na página 24.
- 8 PINARES, G.; BONGIORNO, M. Analysis and mitigation of instabilities originated from dc-side resonances in vsc-hvdc systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 52, n. 4, p. 2807–2815, July 2016. ISSN 0093-9994. Citado na página 24.
- 9 RAAD, R. O. et al. Converter-fed subsea motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 5, p. 1069–1079, Sep 1996. ISSN 0093-9994. Citado na página 24.
- 10 STELLAS, D. *Sensorless scalar and vector control of a subsea PMSM*. Dissertação (Mestrado) — Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, 2013. 124. Citado na página 24.
- 11 TANG, J. et al. Sensorless control of a pmsm with a transmission system including shunt branches. In: *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1160–1166. Citado na página 24.



- 12 VENDRUSCULO, E. A.; POMILIO, J. A. Avoiding over-voltages in long distance driving of induction motors. In: *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 622–627 vol.1. Citado na página 24.
- 13 ZHANG, S. et al. Resonance issues and damping techniques for grid-connected inverters with long transmission cable. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 1, p. 110–120, Jan 2014. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=6481457>>. Citado na página 25.
- 14 WANG, X. et al. Virtual-impedance-based control for voltage-source and current-source converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 12, p. 7019–7037, Dec 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 25.
- 15 FUNATO, H.; KAWAMURA, A. Proposal of variable active-passive reactance. In: *Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 381–388 vol.1. Citado na página 25.
- 16 LIU, B. et al. Control and implementation of converter based ac transmission line emulation. In: *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1807–1814. ISSN 1048-2334. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 40.
- 17 WANG, J. et al. Static and dynamic power system load emulation in a converter-based reconfigurable power grid emulator. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 4, p. 3239–3251, April 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 25.
- 18 SALLES, M. B. C. et al. Electromagnetic analysis of submarine umbilical cables with complex configurations. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 46, n. 8, p. 3317–3320, Aug 2010. ISSN 0018-9464. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 32.
- 19 GUSTAVSEN, B. et al. A finite-element approach for calculating electrical parameters of umbilical cables. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 24, n. 4, p. 2375–2384, Oct 2009. ISSN 0885-8977. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 32.
- 20 SILVA, F. F. da; BAK, C. L. *Electromagnetic Transients in Power Cables*. [S.l.]: Springer-Verlag London, 2013. v. 1. (1612-1287, v. 1). Citado 2 vezes nas páginas 30 e 31.
- 21 BEERTEN, J.; D'ARCO, S.; SUUL, J. A. Frequency-dependent cable modelling for small-signal stability analysis of vsc-hvdc systems. *IET Generation, Transmission Distribution*, v. 10, n. 6, p. 1370–1381, 2016. ISSN 1751-8687. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 37.
- 22 HAFNER, A. A. *Modelagem analítica e numérica de cabos de potência submarinos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.
- 23 MAGDOWSKI, M.; KOCHETOV, S.; LEONE, M. Modeling the skin effect in the time domain for the simulation of circuit interconnects. In: *2008 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6. ISSN 2325-0356. Citado na página 32.



- 24 WEISS, J.; CSENDES, Z. J. A one-step finite element method for multiconductor skin effect problems. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-101, n. 10, p. 3796–3803, Oct 1982. ISSN 0018-9510. Citado na página 32.
- 25 JOHNSON, W. C. *Linhas de Transmissão e Circuitos*. Rio de Janeiro - RJ: Guanabara Dois S.A., 1980. Citado 3 vezes nas páginas 33, 34 e 35.
- 26 CHIPMAN, R. A. *Linhas de Transmissão*. [S.l.]: Editora McGraw Hill do Brasil, LTDA, 1979. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.
- 27 POMILIO, J. A. et al. Driving ac motors through a long cable: the inverter switching strategy. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 14, n. 4, p. 1441–1447, Dec 1999. ISSN 0885-8969. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 36.
- 28 D'ARCO, S.; SUUL, J. A.; BEERTEN, J. Analysis of accuracy versus model order for frequency-dependent pi-model of hvdc cables. In: *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–8. Citado 4 vezes nas páginas 36, 37, 38 e 39.
- 29 MATLAB. *PI Section Line - Implement single-phase transmission line with lumped parameters*. [S.l.], 2016. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 124.
- 30 YEN, C.-S.; FAZARINC, Z.; WHEELER, R. L. Time-domain skin-effect model for transient analysis of lossy transmission lines. *Proceedings of the IEEE*, v. 70, n. 7, p. 750–757, July 1982. ISSN 0018-9219. Citado na página 39.
- 31 PAULA, H. D. et al. Methodology for cable modeling and simulation for high-frequency phenomena studies in pwm motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 2, p. 744–752, March 2008. ISSN 0885-8993. Citado na página 39.
- 32 VENDRUSCULO, E. A.; POMILIO, J. A. Power cable parameters estimation in long distance driving of electrical machines. In: *Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD '99*. [S.l.: s.n.], 1999. p. 410–412. Citado na página 39.
- 33 AKKARI, S. et al. Impact of the dc cable models on the svd analysis of a multi-terminal hvdc system. In: *2016 Power Systems Computation Conference (PSCC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6. Citado na página 39.
- 34 GUSTAVSEN, B.; SEMLYEN, A. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 14, n. 3, p. 1052–1061, Jul 1999. ISSN 0885-8977. Citado na página 39.
- 35 de Albuquerque Almeida, A.; Santos, T. L. M.; Tahim, A. P. N. Modeling and control of a converter based ac subsea power cable emulator. In: *2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–7. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 131.
- 36 TRAN, Y. K.; DUJIĆ, D.; BARRADE, P. Multiport resonant dc-dc converter. In: *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [s.n.], 2015. p. 003839–003844. Disponível em: <https://infoscience.epfl.ch/record/213557/files/IECON15_Trان.pdf>. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 122.



- 37 ZHAO, B. et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional dc-dc converter for high-frequency-link power-conversion system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 8, p. 4091–4106, Aug 2014. ISSN 0885-8993. Citado na página 43.
- 38 HUBER, J. E.; KOLAR, J. W. Analysis and design of fixed voltage transfer ratio dc/dc converter cells for phase-modular solid-state transformers. In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [s.n.], 2015. p. 5021–5029. ISSN 2329-3721. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7310368>>. Citado 6 vezes nas páginas 43, 45, 46, 48, 99 e 103.
- 39 ORTIZ, G. et al. Design and experimental testing of a resonant dc-dc converter for solid-state transformers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 10, p. 7534–7542, Oct 2017. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7778139>>. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 103.
- 40 Rothmund, D. et al. 99 % efficient 10 kv sic-based 7 kv/400 v dc transformer for future data centers. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 7, n. 2, p. 753–767, June 2019. ISSN 2168-6777. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 107.
- 41 LISERRE, M. et al. The smart transformer: Impact on the electric grid and technology challenges. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 10, n. 2, p. 46–58, June 2016. ISSN 1932-4529. Citado 3 vezes nas páginas 43, 48 e 97.
- 42 ORTIZ, G. et al. Soft-switching techniques for medium-voltage isolated bidirectional dc/dc converters in solid state transformers. In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [s.n.], 2012. p. 5233–5240. ISSN 1553-572X. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6389544>>. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 103.
- 43 INOUE, S.; AKAGI, H. A bidirectional isolated dc ndash;dc converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 2, p. 535–542, March 2007. ISSN 0885-8993. Citado na página 43.
- 44 Ortiz, G. et al. Application of the magnetic ear for flux balancing of a 160kw/20khz dc-dc converter transformer. In: *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2118–2124. Citado na página 43.
- 45 KRISHNASWAMI, H.; MOHAN, N. Three-port series-resonant dc-dc converter to interface renewable energy sources with bidirectional load and energy storage ports. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 10, p. 2289–2297, Oct 2009. ISSN 0885-8993. Citado na página 43.
- 46 PAVLOVIĆ, Z. et al. Bidirectional multiple port dc/dc transformer based on a series resonant converter. In: *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [s.n.], 2013. p. 1075–1082. ISSN 1048-2334. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6520433>>. Citado na página 43.



- 47 TRAN, Y. K.; DUJIC, D. A multiport medium voltage isolated dc-dc converter. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [s.n.], 2016. p. 6983–6988. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7793699>>. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 122.
- 48 COSTA, L. F.; BUTICCHI, G.; LISERRE, M. Quadruple active bridge dc-dc converter as the basic cell of a modular smart transformer. In: *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 2449–2456. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 122.
- 49 RUFER, A. et al. Configurable front-end converters for multicurrent locomotives operated on 16 2/3 hz ac and 3 kv dc systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 5, p. 1186–1193, Sept 2003. ISSN 0885-8993. Citado na página 44.
- 50 WANG, R. et al. A high power density single-phase pwm rectifier with active ripple energy storage. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 5, p. 1430–1443, May 2011. ISSN 0885-8993. Citado na página 45.
- 51 NEUMAYR, D.; BORTIS, D.; KOLAR, J. W. Ultra-compact power pulsation buffer for single-phase dc/ac converter systems. In: *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 2732–2741. Citado na página 45.
- 52 ZHAO, T. et al. Power synchronization control for capacitor minimization in solid state transformers (sst). In: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [s.n.], 2011. p. 2812–2818. ISSN 2329-3721. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6064147>>. Citado na página 45.
- 53 SEGARAN, D.; HOLMES, D. G.; MCGRATH, B. P. High-performance bi-directional ac-dc converters for phev with minimised dc bus capacitance. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 3620–3625. ISSN 1553-572X. Citado na página 45.
- 54 SONG, H.-S.; NAM, K. Dual current control scheme for pwm converter under unbalanced input voltage conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 5, p. 953–959, Oct 1999. ISSN 0278-0046. Citado na página 46.
- 55 PEÑA-ALZOLA, R. et al. Dc-link control filtering options for torque ripple reduction in low-power wind turbines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 6, p. 4812–4826, June 2017. ISSN 0885-8993. Citado na página 46.
- 56 SCHEUER, G. et al. Subsea compact gas compression with high-speed vsds and very long step-out cables. In: *2009 Conference Record PCIC Europe*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 163–173. ISSN 2151-7665. Citado na página 47.
- 57 SINGH, B. et al. A review of single-phase improved power quality ac-dc converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 50, n. 5, p. 962–981, Oct 2003. ISSN 0278-0046. Citado na página 49.



- 58 FIGUEIREDO, J. P. M.; TOFOLI, F. L.; SILVA, B. L. A. A review of single-phase pfc topologies based on the boost converter. In: *2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6. Citado na página 49.
- 59 ORTMANN, M. S.; MUSSA, S. A.; HELDWEIN, M. L. Concepts for high efficiency single-phase three-level pwm rectifiers. In: *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 3768–3775. ISSN 2329-3721. Citado 2 vezes nas páginas 49 e 50.
- 60 BOILLAT, D. O.; KRISMER, F.; KOLAR, J. W. Design space analysis and $\rho - \eta$ pareto optimization of lc output filters for switch-mode ac power sources. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 12, p. 6906–6923, Dec 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 49.
- 61 LANGE, A. D. B. et al. Three-level single-phase bridgeless pfc rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 6, p. 2935–2949, June 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 49.
- 62 ORTMANN, M. S. *Retificadores Multiníveis PWM Unidirecionais de Alto Fator de Potência com Célula de Comutação de Múltiplos Estados*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2012. Citado 3 vezes nas páginas 49, 50 e 90.
- 63 ORTMANN, M. S.; MUSSA, S. A.; HELDWEIN, M. L. Generalized analysis of a multistate switching cells-based single-phase multilevel pfc rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 1, p. 46–56, Jan 2012. ISSN 0885-8993. Citado na página 49.
- 64 WANG, Q. et al. Efficiency evaluation of two-level and three-level bridgeless pfc boost rectifiers. In: *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1909–1915. ISSN 1048-2334. Citado 2 vezes nas páginas 49 e 51.
- 65 SUN, J. On the zero-crossing distortion in single-phase pfc converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 3, p. 685–692, May 2004. ISSN 0885-8993. Citado na página 50.
- 66 BOILLAT, D. O.; KOLAR, J. W. Modeling and experimental analysis of a coupling inductor employed in a high performance ac power source. In: *Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2012 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–18. Citado 4 vezes nas páginas 50, 51, 68 e 94.
- 67 COUGO, B. et al. Comparative evaluation of individual and coupled inductor arrangements for input filters of pv inverter systems. In: *2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–8. Citado na página 50.
- 68 PARK, I. G.; KIM, S. I. Modeling and analysis of multi-interphase transformers for connecting power converters in parallel. In: *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*.



- [S.l.: s.n.], 1997. v. 2, p. 1164–1170 vol.2. ISSN 0275-9306. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 68.
- 69 BRITO, F. J. B.; HELDWEIN, M. L.; BASCOPÉ, R. P. T. Active current balancing technique employing the lunze's transformation for converters based on multistate switching cells. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado 3 vezes nas páginas 51, 90 e 91.
- 70 Wang, Q. et al. Design and implementation of interleaved vienna rectifier with greater than 99% efficiency. In: *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 72–78. ISSN 1048-2334. Citado na página 51.
- 71 Jacoboski, M. J.; de Bastiani Lange, A.; Heldwein, M. L. Closed-form solution for core loss calculation in single-phase bridgeless pfc rectifiers based on the igse method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 6, p. 4599–4604, June 2018. Citado na página 56.
- 72 De Bastiani Lange, A.; Heldwein, M. L. Optimal inductor design for single-phase three-level bridgeless pfc rectifiers. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. Citado na página 57.
- 73 Erickson, R. W. Optimal single resistors damping of input filters. In: *APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No.99CH36285)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 1073–1079 vol.2. ISSN null. Citado na página 58.
- 74 HELDWEIN, M. L. *EMC Filtering of Three-Phase PWM Converters*. Tese (Doutorado) — ETH Zürich, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 58 e 151.
- 75 A.Lidow et al. *GaN Transistors for Efficient Power Conversion*. [S.l.]: Wiley, 2019. v. 3. Citado 5 vezes nas páginas 60, 61, 64, 65 e 67.
- 76 ERICKSON, R.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. [S.l.]: Springer US, 2001. (Power electronics). ISBN 9780792372707. Citado 7 vezes nas páginas 60, 73, 75, 97, 101, 112 e 151.
- 77 XIONG, Y. et al. New physical insights on power mosfet switching losses. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 2, p. 525–531, Feb 2009. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 62 e 63.
- 78 WANG, J.; CHUNG, H. S. h.; LI, R. T. h. Characterization and experimental assessment of the effects of parasitic elements on the mosfet switching performance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 1, p. 573–590, Jan 2013. ISSN 0885-8993. Citado na página 63.
- 79 Hou, R.; Lu, J.; Chen, D. Parasitic capacitance eqoss loss mechanism, calculation, and measurement in hard-switching for gan hemts. In: *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 919–924. ISSN 2470-6647. Citado na página 63.



- 80 Liu, B. et al. Extra device capacitance in three-level converters and loss re-evaluation via conventional dpt data. In: *2018 1st Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications in Asia (WiPDA Asia)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 193–198. ISSN null. Citado na página 64.
- 81 RODRÍGUEZ, M. et al. An insight into the switching process of power mosfets: An improved analytical losses model. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 6, p. 1626–1640, June 2010. ISSN 0885-8993. Citado na página 66.
- 82 BRANDELERO, J. et al. Evaluation des pertes par commutation pour la conception des convertisseurs et applications des composants grand gap. In: *Symposium de Génie Électrique 2014*. Cachan, France: [s.n.], 2014. Disponível em: <<https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01065310>>. Citado na página 66.
- 83 Müsing, A.; Kolar, J. W. Successful online education - geckocircuits as open-source simulation platform. In: *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 821–828. Citado na página 66.
- 84 ZELTSER, I.; BEN-YAAKOV, S. On spice simulation of voltage-dependent capacitors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 5, p. 3703–3710, May 2018. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8081815>>. Citado 2 vezes nas páginas 67 e 160.
- 85 SUN, B. *Does GaN Have a Body Diode? - Understanding the Third Quadrant Operation of GaN*. Dallas, Texas 75265, 2019. Citado na página 67.
- 86 CHEN, M.; SUN, J. Feedforward current control of boost single-phase pfc converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 2, p. 338–345, March 2006. ISSN 0885-8993. Citado 4 vezes nas páginas 73, 76, 77 e 79.
- 87 BEN-YAAKOV, S.; ZELTSER, I. The dynamics of a pwm boost converter with resistive input. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 3, p. 613–619, Jun 1999. ISSN 0278-0046. Disponível em: <ThedynamicsofaPWMboostconverterwithresistiveinput>. Citado 3 vezes nas páginas 73, 74 e 81.
- 88 REMOR, J. P. *Autocontrole de Corrente Aplicado ao Conversor Boost Monofásico, Para Correção do Fator de Potência*. 161 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2004. Citado 3 vezes nas páginas 74, 81 e 82.
- 89 BORGONOVO, D. et al. A self-controlled power factor correction single-phase boost pre-regulator. In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 2351–2357. ISSN 0275-9306. Citado 2 vezes nas páginas 74 e 81.
- 90 GHODKE, D. V.; CHATTERJEE, K.; FERNANDES, B. G. Modified one-cycle controlled bidirectional high-power-factor ac-to-dc converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 6, p. 2459–2472, June 2008. ISSN 0278-0046. Citado na página 74.
- 91 LOCK, A. S. et al. An apf-occ strategy for common-mode current rejection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 52, n. 6, p. 4935–4945, Nov 2016. ISSN 0093-9994. Citado na página 74.



- 92 BENTO, A. A. de M.; SILVA, E. R. C. da. Hybrid one-cycle controller for boost pfc rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 1, p. 268–277, Jan 2009. ISSN 0093-9994. Citado na página 74.
- 93 TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Ltd, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 76 e 150.
- 94 FRANKLIN J. DAVID POWELL, A. E.-N. G. F. *Feedback Control of Dynamic Systems*. 7th edition. ed. [S.l.]: Pearson, 2014. ISBN 978-0133496598. Citado na página 77.
- 95 SYPE, D. M. V. de et al. Duty-ratio feedforward for digitally controlled boost pfc converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 1, p. 108–115, Feb 2005. ISSN 0278-0046. Citado na página 77.
- 96 SUN, J. Analysis and design of single-phase pfc converters for airborne systems. In: *Industrial Electronics Society IECON, 2003*. [S.l.: s.n.], 2003. p. 1101–1109. Citado 2 vezes nas páginas 77 e 95.
- 97 SUN, J. Input impedance analysis of single-phase pfc converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 2, p. 308–314, March 2005. ISSN 0885-8993. Citado na página 79.
- 98 LOUGANSKI, K. P.; LAI, J. s. Active compensation of the input filter capacitor current in single-phase pfc boost converters. In: *2006 IEEE Workshops on Computers in Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 282–288. ISSN 1093-5142. Citado na página 79.
- 99 CHU, G. et al. General control for boost pfc converter from a sliding mode viewpoint. In: *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 4452–4456. ISSN 0275-9306. Citado na página 80.
- 100 CHU, G. et al. A unified approach for the derivation of robust control for boost pfc converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 11, p. 2531–2544, Nov 2009. ISSN 0885-8993. Citado na página 80.
- 101 COLLIER, D. A. F. *Modelagem e controle de retificadores PWM trifásicos conectados a geradores síncronos a ímãs permanentes em sistemas de conversão de energia eólica*. 378 p. Dissertação (Mestrado) — Univesidade Federal de Santa Catarina, 2011. Citado na página 81.
- 102 BUSO, S. *Digital Control in Power Electronics*. [S.l.]: Morgan and Claypool Publishers, 2006. (Synthesis Lectures on Power Electronics). ISBN 1598291122,9781598291124. Citado 3 vezes nas páginas 87, 88 e 91.
- 103 HEERDT, J. A. et al. Control strategy for current harmonic programmed ac active electronic power loads. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 8, p. 3810–3822, Aug 2014. ISSN 0278-0046. Citado na página 88.



- 104 BIBIAN, S.; JIN, H. Time delay compensation of digital control for dc switchmode power supplies using prediction techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 5, p. 835–842, Sep 2000. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 88 e 90.
- 105 NUSSBAUMER, T. et al. Comparison of prediction techniques to compensate time delays caused by digital control of a three-phase buck-type pwm rectifier system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 2, p. 791–799, Feb 2008. ISSN 0278-0046. Citado na página 88.
- 106 WANG, X.; BLAABJERG, F.; LOH, P. C. Passivity-based stability analysis and damping injection for multi-paralleled voltage-source converters with lcl filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 0885-8993. Citado na página 89.
- 107 HARNEFORS, L. et al. Passivity-based stability assessment of grid-connected vscs - an overview. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 4, n. 1, p. 116–125, March 2016. ISSN 2168-6777. Citado na página 89.
- 108 Nodari, L. M. et al. A new digital control system for a single-phase half-bridge rectifier with fast dynamic response. In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1204–1211. ISSN 2329-3748. Citado na página 91.
- 109 KOLAR, J. W. et al. Extreme efficiency power electronics. In: *2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–22. Citado 2 vezes nas páginas 96 e 160.
- 110 Fei, C.; Lee, F. C.; Li, Q. A new design paradigm for gan based llc converter. In: *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. Citado na página 97.
- 111 SCHWARZ, F. C. A method of resonant current pulse modulation for power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, IECI-17, n. 3, p. 209–221, May 1970. ISSN 0018-9421. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1701787>>. Citado na página 97.
- 112 KASPER, M. et al. Pv panel-integrated high step-up high efficiency isolated gan dc-dc boost converter. In: *Intelec 2013; 35th International Telecommunications Energy Conference, SMART POWER AND EFFICIENCY*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–7. Citado 3 vezes nas páginas 98, 99 e 102.
- 113 Xu, J. et al. Pwm modulation and control strategy for llc-dcx converter to achieve bidirectional power flow in facing with resonant parameters variation. *IEEE Access*, v. 7, p. 54693–54704, 2019. ISSN 2169-3536. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8703787>>. Citado na página 99.
- 114 Huber, J. et al. η - ρ pareto optimization of bidirectional half-cycle discontinuous-conduction-mode series-resonant dc/dc converter with fixed voltage transfer ratio. In: *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and*



- Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1413–1420. ISSN 1048-2334. Citado 2 vezes nas páginas 99 e 104.
- 115 Costa, L. F.; Buticchi, G.; Liserre, M. Highly efficient and reliable sic-based dc-dc converter for smart transformer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 10, p. 8383–8392, Oct 2017. ISSN 0278-0046. Citado na página 99.
- 116 COSTA, L.; BUTICCHI, G.; LISERRE, M. A fault-tolerant series-resonant dc-dc converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 2, p. 900–905, Feb 2017. ISSN 0885-8993. Citado na página 99.
- 117 AFRIDI, K. K. Resonant and soft-switching techniques in power electronics. In: _____. Colorado, USA: Colorado University, Boulder, 2014. cap. 4. Citado na página 101.
- 118 Wu, X.; Shi, H. High efficiency high density 1 mhz 380-12 v dcx with low fom devices. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 67, n. 2, p. 1648–1656, Feb 2020. ISSN 1557-9948. Citado na página 102.
- 119 Lee, B. et al. Analysis of llc resonant converter considering effects of parasitic components. In: *INTELEC 2009 - 31st International Telecommunications Energy Conference*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6. ISSN 0275-0473. Citado na página 103.
- 120 Liu, J. et al. Lcc resonant converter operating under discontinuous resonant current mode in high voltage, high power and high frequency applications. In: *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1482–1486. ISSN 1048-2334. Citado na página 103.
- 121 Russell, A. T.; Oliveira, E. M. A. Sine amplitude converters for efficient datacenter power distribution. In: *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*. [s.n.], 2012. p. 1–6. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6477429>>. Citado na página 103.
- 122 BARBI, I. et al. Dc-dc converter: four switches $v_{pk}=v_{in}/2$, capacitive turn-off snubbing, zv turn-on. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 4, p. 918–927, July 2004. ISSN 0885-8993. Citado na página 104.
- 123 Lee, I.; Moon, G. Analysis and design of a three-level llc series resonant converter for high- and wide-input-voltage applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 6, p. 2966–2979, June 2012. ISSN 0885-8993. Citado na página 104.
- 124 Ben-Yaakov, S. Behavioral average modeling and equivalent circuit simulation of switched capacitors converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 2, p. 632–636, Feb 2012. Citado na página 106.
- 125 Guillod, T.; Rothmund, D.; Kolar, J. W. Active magnetizing current splitting zvs modulation of a 7kv/400v dc transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, p. 1–1, 2019. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 107 e 110.
- 126 Fedison, J. B. et al. Coss related energy loss in power mosfets used in zero-voltage-switched applications. In: *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 150–156. Citado na página 111.



- 127 KASPER, M. et al. Zvs of power mosfets revisited. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 12, p. 8063–8067, Dec 2016. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 111 e 159.
- 128 ANDRESEN, M. et al. Smart transformer reliability and efficiency through modularity. In: *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 3241–3248. Citado na página 122.
- 129 NEXANS. *Submarine Power Cables*. Hannover, 2008. Citado na página 124.
- 130 LAGO, J. *Técnicas de modulação síncrona otimizada para a melhoria de desempenho de conversores multiníveis no acionamento de máquinas elétricas*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2015. Citado na página 127.
- 131 Tremblay, O. et al. A multi-time-step transmission line interface for power hardware-in-the-loop simulators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 35, n. 1, p. 539–548, 2020. Citado na página 131.
- 132 ANDERSON, J. A. et al. Multi-level topology evaluation for ultra-efficient three-phase inverters. In: *2017 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 456–463. Citado 3 vezes nas páginas 147, 148 e 149.
- 133 Zhang, X.; Boroyevich, D.; Burgos, R. Impact of interleaving on common-mode emi filter weight reduction of paralleled three-phase voltage-source converters. In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1669–1675. ISSN 2329-3748. Citado na página 147.
- 134 NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, n. 5, p. 518–523, Sept 1981. ISSN 0093-9994. Citado na página 148.
- 135 SCHWEIZER, M.; KOLAR, J. W. Design and implementation of a highly efficient three-level t-type converter for low-voltage applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 2, p. 899–907, Feb 2013. ISSN 0885-8993. Citado na página 148.
- 136 HEERDT, J. A. *Carga eletrônica ativa trifásica*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 148 e 151.
- 137 CHRISTEN, D. *Analysis and Performance Evaluation of Converter Systems for EV-Ultra-Fast Charging Stations with Integrated Grid Storage*. Tese (Doutorado) — ETH Zürich, 2017. Citado na página 149.
- 138 GAMMETER, C.; KRISMER, F.; KOLAR, J. W. Weight and efficiency analysis of switched circuit topologies for modular power electronics in mea. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 3640–3647. Citado na página 149.



- 139 BEZERRA, P. A. M. *Inversor trifásico PWM fonte de tensão com integração de interruptores em delta*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 151 e 153.
- 140 ANDRETA, A. e. G. *Estratégia híbrida de controle para inversores trifásicos conectados à rede baseada em controladores deadbeat e proporcional+ressonante*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 151, 153 e 154.
- 141 MARXGUT, C. et al. Ultraflat interleaved triangular current mode (tcm) single-phase pfc rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 2, p. 873–882, Feb 2014. ISSN 0885-8993. Citado na página 159.

Apêndice A

Estágio Inversor

A.1 Topologia

A escolha da estrutura do conversor CC-CA é diretamente ligada ao nível de tensão da rede elétrica, disponível para regeneração de energia. Neste sentido, são apresentadas algumas possibilidades.

Para baixas tensões a estrutura mais difundida é o conversor trifásico em ponte completa (*Voltage source inverter - VSI*) [132], ilustrado na Figura A.1. Nesta estrutura, cada conjunto de semicondutores em um mesmo ramo do circuito, opera com pulso de comando complementar, incluindo também um pequeno intervalo de tempo morto entre cada comutação, de modo a evitar em qualquer hipótese, que a tensão de barramento V_{DC} seja curto-circuitada em algum instante. O emprego de apenas seis semicondutores controlados, representa uma vantagem na minimização de custos com acionamento, sendo fácil de se controlar este conversor, em relação à outras topologias.

Apesar de ser bem difundido e muito utilizado, o conversor VSI apresenta algumas desvantagens, entre as quais se destaca a tensão de bloqueio dos semicondutores igual à de barramento e o filtro com volume considerável. Como alternativa surge o conversor VSI entrelaçado [133], apresentado na Figura A.2. Esta topologia tem como vantagem em relação ao VSI tradicional, o esforço nos semicondutores que cai pela metade e a redução do volume do filtro, posto que o transformador de interfase sintetiza uma tensão de três níveis no lado da rede. Por outro lado, como discutido anteriormente, quando se utiliza transformadores de interfase é importante realizar o balanceamento das correntes nestes

Figura A.1: Estágio de potência do inversor trifásico VSI.

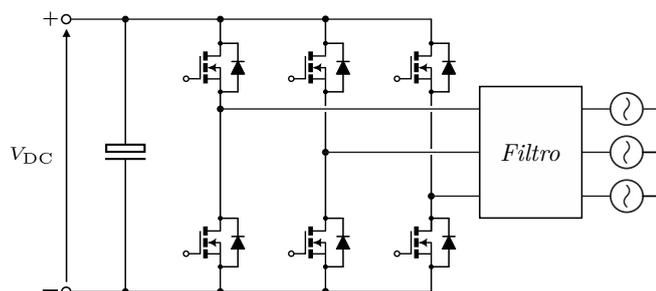
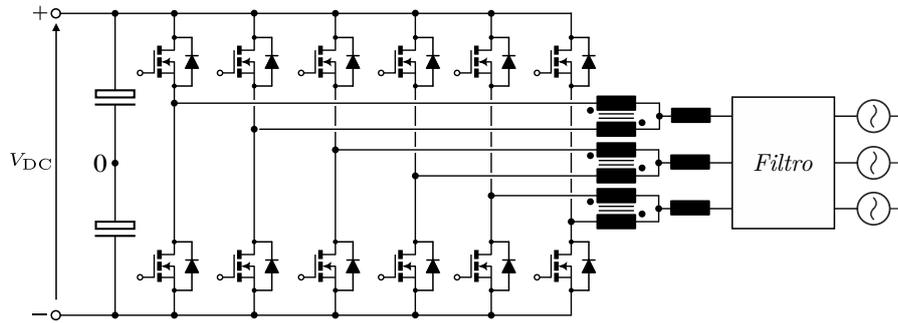


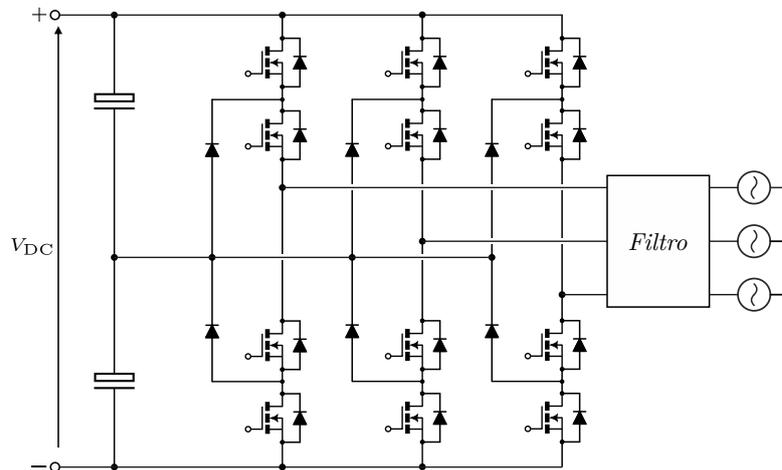
Figura A.2: Estágio de potência do inversor trifásico VSI entrelaçado.



elementos. Portanto, a estrutura se torna mais complexa em termos de controle, bem como em relação à quantidade de elementos no circuito.

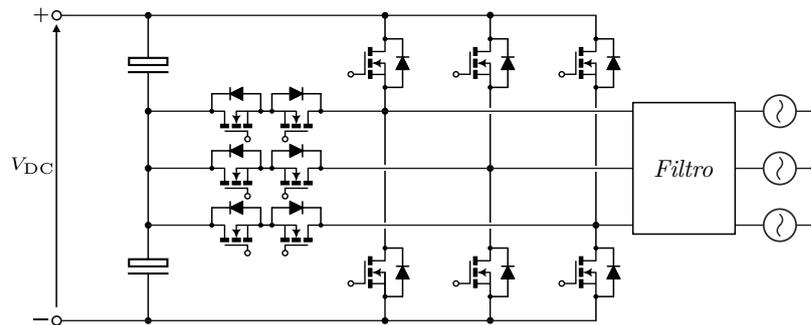
Como terceira opção, tem-se o conversor com grampeamento a diodos (*Three-Level Neutral Point Clamped Converter-NPC*) [134], apresentado na Figura A.3, e o conversor tipo T (*Three-Level T-Type converter*) [135, 136], apresentado na Figura A.4. A grande vantagem destas topologias reside no fato de que são capazes de sintetizar tensões de três níveis utilizando semicondutores ao invés de transformadores de interfase. No conversor NPC a tensão de barramento é dividida em duas partes e cada dispositivo semicondutor deve bloquear a metade da tensão total no lado CC. Desta forma, esta estrutura é atrativa principalmente quando o objetivo é reduzir a tensão de bloqueio nos interruptores.

Figura A.3: Estágio de potência do inversor trifásico NPC.



O conversor Tipo T [135, 136], combina os aspectos positivos do VSI com as vantagens de um conversor três níveis, como menores perdas por comutação e a redução significativa no valor dos componentes passivos do filtro, por ser uma estrutura de três níveis.

Para justificar as colocações feitas anteriormente verificou-se na literatura trabalhos que comparassem essas estruturas, tal como foi feito recentemente em [132], onde são avaliadas topologias entre dois a sete níveis, tendo como critério eficiência acima de

Figura A.4: Estágio de potência do inversor trifásico Tipo-T $3LT^2C$.


99 %, baseando-se em estruturas de inversores trifásicos otimizados para uma potência nominal de 10 kW. Dentre as topologias avaliadas considerando dois e três níveis o conversor Tipo-T teve maior destaque oferecendo uma densidade de potência teórica de 2,2 kW/dm³. Comparado à outras estruturas apresentadas em [132], apenas o conversor de sete níveis HANPC apresentou melhores características alcançando uma densidade de potência teórica de 2,7 kW/dm³. Uma comparação mais específica entre os conversores Tipo-T e NPC apresentada em [137], revela que em frequências abaixo de 20 kHz o conversor Tipo-T apresenta menores perdas nos semicondutores enquanto que em frequências mais elevadas o NPC se torna vantajoso, com menores perdas de comutação, devido à reduzida tensão de bloqueio sobre os interruptores. Portanto, se a confiabilidade for o critério mais importante, o conversor VSI tradicional é o mais recomendado, levando em conta o reduzido número de componentes e a complexidade da estrutura. Por outro lado, se a aplicação tem como requisito a redução de peso, volume e elevada eficiência, a escolha por topologias de três níveis torna-se óbvia, como colocado em [138]. Logo, conforme exposto, o conversor Tipo-T mostra-se como uma das melhores opções, posto que o mesmo tem um menor número de componentes em relação ao NPC. Contudo o NPC torna-se mais relevante caso seja utilizada uma elevada frequência de comutação.

Em qualquer uma das topologias apresentadas o acionamento dos interruptores pode ser feito através de modulação senoidal por largura de pulso (SPWM) ou utilizando estratégias mais flexíveis baseadas em modulação vetorial (SVPWM). Em geral, técnicas de acionamento derivadas a partir da modulação vetorial permitem o controle mais refinado da estrutura. A aplicação ordenada de vetores de estados possibilita, por exemplo, obter formas de onda com ou sem simetria de meia onda, manipular o conteúdo harmônico ou ainda, em alguns casos, reduzir a tensão de modo comum.

A.1.1 Filtro

Na literatura é comum o uso de filtros do tipo L ou LCL para conversores conectados à rede. Filtros do tipo L, são os mais simples, apresentando -20 dB por década de atenuação. No entanto, este tipo de filtro é ineficiente para limitar a quantidade de



componentes espectrais em alta frequência introduzidos na rede, os quais causam interferências eletromagnéticas. Por outro lado, filtros de maior ordem, tal como do tipo LCL apresentam atenuação de -60 dB por década para frequências acima da ressonância, possibilitando redução significativa dos valores relacionados aos elementos passivos.

A.2 Modelagem e Controle

A.2.1 Estrutura de Controle

O controle de inversores conectados à rede geralmente é feito utilizando transformação do sistemas de coordenadas abc para $\alpha\beta\gamma$ ou dqo , visando simplificar a implementação da estratégia de controle. Controladores projetados em dqo apresentam simplicidade de implementação, pelo fato de que as referências se tornam contínuas. No entanto, a transformação dqo necessita de malhas adicionais para o desacoplamento da planta. Por outro lado, controladores proporcionais ressonantes implementados no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ são um meio eficiente para eliminar o erro em regime, assim como, rejeitar a perturbação oriunda da rede elétrica. Este tipo de controlador tem como base o princípio do modelo interno, sendo suficiente que a perturbação esteja contida no modelo do compensador para garantir a rejeição. Desta forma, a realização do controle no sistema $\alpha\beta\gamma$ é mais simples.

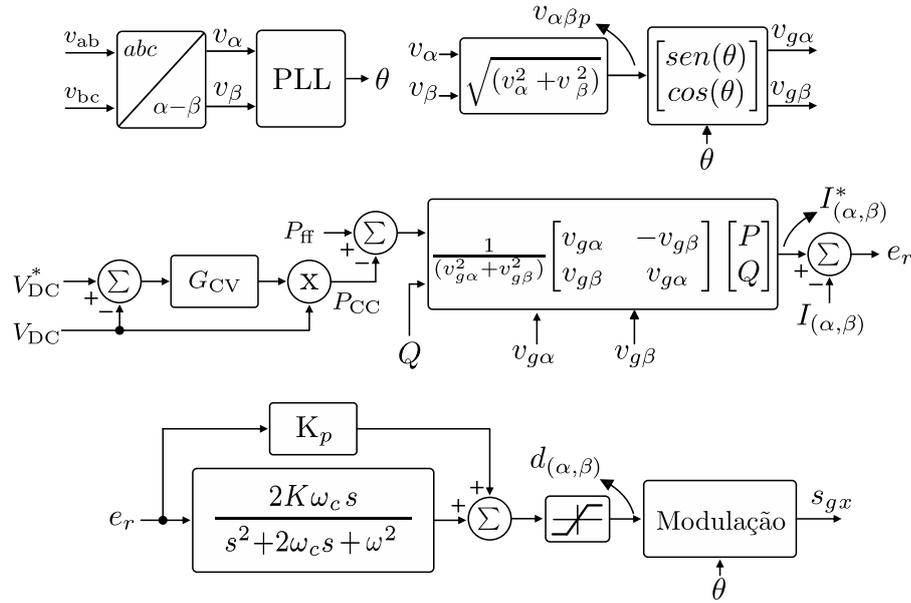
A filosofia de controle do inversor consiste em manter regulada a tensão de barramento CC, ao passo que é desejável injetar correntes senoidais na rede elétrica, conservando a qualidade da energia. O diagrama em blocos apresentado na Figura A.5 ilustra a estrutura de controle adotada, a qual segue a metodologia abordada em [93]. Basicamente, trata-se de duas malhas, uma com dinâmica lenta, voltada ao lado CC e outra rápida, destinada ao controle das correntes injetadas na rede elétrica. A tensão do lado CC é controlada com base na troca de potência, gerada pelos retificadores monofásicos que emulam as resistências do cabo, com a rede CA.

A tensão V_{DC} é subtraída de sua referência V_{DC}^* que ao passar pelo controlador G_{CV} resulta em uma referência de corrente a qual é multiplicada pela própria tensão de barramento gerando a referência de potência do barramento P_{CC} . Uma pré-alimentação de potência (P_{ff}) é utilizada para levar o sistema próximo do ponto de operação nominal, reduzindo o esforço do controlador G_{CV} . Em seguida, a partir da teoria PQ [93], são calculadas as referências utilizadas no controle das correntes da rede CA. Para isso, também são utilizadas as tensões $v_{g\alpha}$ e $v_{g\beta}$ geradas a partir de um circuito com intertravamento de fase (PLL), estando em sincronismo com a rede elétrica.

Por último, é realizado o cálculo da malha de corrente da rede elétrica. São utilizados compensadores proporcionais ressonantes (PR) sintonizados nas frequências da componente fundamental e das harmônicas mais significativas. Após esta etapa, a ação



Figura A.5: Diagrama em blocos da estrutura de controle do estágio inversor.

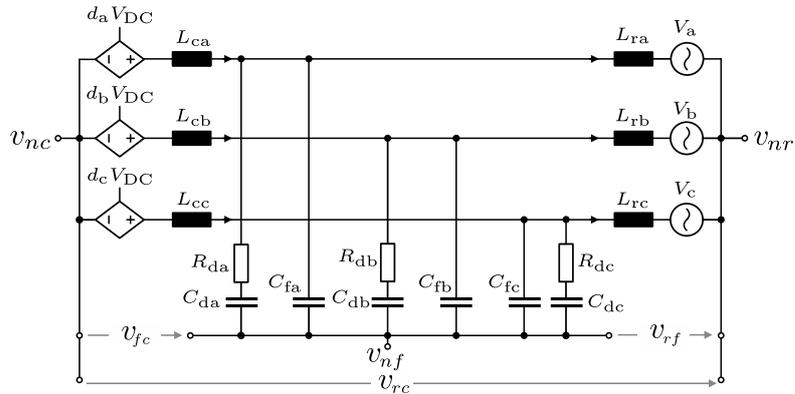


de controle passa por um processo de modulação no qual é gerado o sinal de comando para os semicondutores do inversor.

A.2.2 Modelagem para o Controle da Corrente da Rede

O modelo médio para o lado CA do inversor em coordenadas abc é apresentado na Figura A.6, enquanto que o modelo dinâmico é obtido seguindo a metodologia utilizada por [136, 139, 140]. Uma rede de amortecimento passivo é considerada para atenuar o pico de ressonância do filtro LCL [76, 74].

Figura A.6: Modelo médio do estágio inversor com filtro LCL e amortecimento passivo.



A partir da análise das malhas do circuito, são encontradas as seguintes relações,



representadas na forma matricial, considerando as três fases:

$$\begin{cases} \mathbf{L}_c \frac{d[\mathbf{i}_{Lc,abc}(t)]}{dt} = \mathbf{D}_{abc} V_{DC} - \mathbf{v}_{Cf,abc} - v_{fc} \mathbf{U} \\ \mathbf{L}_r \frac{d[\mathbf{i}_{Lr,abc}(t)]}{dt} = \mathbf{v}_{Cf,abc} - \mathbf{v}_{g,abc} - v_{rf} \mathbf{U} \\ \mathbf{v}_{Cf,abc} = \mathbf{v}_{Cd,abc} + \mathbf{R}_d \mathbf{C}_{d,abc} \frac{d[\mathbf{v}_{Cd,abc}(t)]}{dt} \\ \mathbf{C}_f \frac{d[\mathbf{v}_{Cf,abc}(t)]}{dt} + \mathbf{C}_d \frac{d[\mathbf{v}_{Cd,abc}(t)]}{dt} = \mathbf{i}_{Lc,abc} - \mathbf{i}_{Lr,abc} \\ \mathbf{L}_c \frac{d[\mathbf{i}_{Lc,abc}(t)]}{dt} + \mathbf{L}_r \frac{d[\mathbf{i}_{Lr,abc}(t)]}{dt} = \mathbf{D}_{abc} V_{DC} - \mathbf{v}_{g,abc} - v_{rc} \mathbf{U} \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

onde: $\mathbf{L}_c = L_c \mathbf{I}_3$, $\mathbf{L}_r = L_r \mathbf{I}_3$, $\mathbf{C}_f = C_f \mathbf{I}_3$, $\mathbf{C}_d = C_d \mathbf{I}_3$, $\mathbf{R}_d = R_d \mathbf{I}_3$, e \mathbf{I}_3 é uma matriz identidade.

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{g,abc} = [v_{ga} \ v_{gb} \ v_{gc}]^T \\ \mathbf{v}_{Cf,abc} = [v_{Cfa} \ v_{Cfb} \ v_{Cfc}]^T \\ \mathbf{v}_{Cd,abc} = [v_{Cda} \ v_{Cdb} \ v_{Cdc}]^T \\ \mathbf{i}_{Lc,abc} = [i_{Lca} \ i_{Lcb} \ i_{Lcc}]^T \\ \mathbf{i}_{Lr,abc} = [i_{Lra} \ i_{Lrb} \ i_{Lrc}]^T \\ \mathbf{D}_{abc} = [d_a \ d_b \ d_c]^T \\ \mathbf{U} = [1 \ 1 \ 1]^T \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

Para representar o sistema em coordenadas $\alpha\beta\gamma$, utiliza-se a transformada de Clarke, invariante em potência definida por:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta\gamma} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -(\sqrt{3})/2 & (\sqrt{3})/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Por definição, considera-se as seguintes relações:

$$\begin{cases} \mathbf{X}_{\alpha\beta\gamma} = \mathbf{T} \mathbf{X}_{abc} \\ \mathbf{X}_{abc} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{X}_{\alpha\beta\gamma} \\ \mathbf{T}^{-1} \mathbf{T} = \mathbf{I} \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

Aplicando as relações estabelecidas em A.4 em A.2 e A.1, obtêm-se as equações do sistema representado em coordenadas $\alpha\beta\gamma$, dado por:

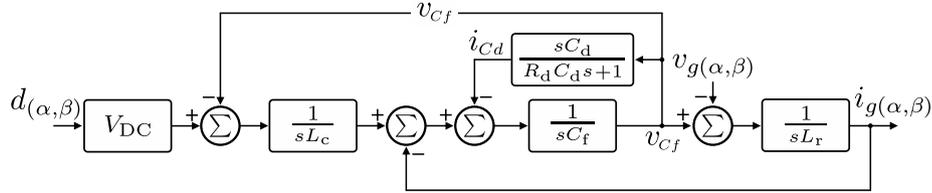
$$\begin{cases} \mathbf{L}_c \frac{d[\mathbf{i}_{Lc,\alpha\beta}(t)]}{dt} = \mathbf{D}_{\alpha\beta} V_{DC} - \mathbf{v}_{Cf,\alpha\beta} \\ \mathbf{L}_r \frac{d[\mathbf{i}_{Lr,\alpha\beta}(t)]}{dt} = \mathbf{v}_{Cf,\alpha\beta} - \mathbf{v}_{g,\alpha\beta} \\ \mathbf{v}_{Cf,\alpha\beta} = \mathbf{v}_{Cd,\alpha\beta} + \mathbf{R}_d \mathbf{C}_{d,\alpha\beta} \frac{d[\mathbf{v}_{Cd,\alpha\beta}(t)]}{dt} \\ \mathbf{C}_f \frac{d[\mathbf{v}_{Cf,\alpha\beta}(t)]}{dt} + \mathbf{C}_d \frac{d[\mathbf{v}_{Cd,\alpha\beta}(t)]}{dt} = \mathbf{i}_{Lc,\alpha\beta} - \mathbf{i}_{Lr,\alpha\beta} \\ \mathbf{L}_c \frac{d[\mathbf{i}_{Lc,\alpha\beta}(t)]}{dt} + \mathbf{L}_r \frac{d[\mathbf{i}_{Lr,\alpha\beta}(t)]}{dt} = \mathbf{D}_{\alpha\beta} V_{DC} - \mathbf{v}_{g,\alpha\beta} \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

O eixo γ é perpendicular ao plano formado por $\alpha\beta$, considerando um sistema equilibrado, as componentes deste eixo são nulas e podem ser omitidas. Nota-se também que os termos relacionados com as tensões nos pontos comuns (v_{rf} , v_{fc} , v_{rc}) não aparecem



nas equações do plano, somente na componente γ . As equações descritas em A.5, formam dois circuitos monofásicos idênticos e desacoplados que passam a representar o sistema trifásico no plano $\alpha\beta$, e se traduzem no diagrama em blocos da Figura A.7.

Figura A.7: Diagrama em blocos do filtro LCL para o controle das correntes em coordenadas $\alpha\beta$.



Visando facilitar a obtenção das funções de transferência, as equações em A.5 podem ser representadas na forma matricial:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \dot{\mathbf{y}} &= \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\end{aligned}\quad (\text{A.6})$$

onde:

$$\begin{aligned}\mathbf{u} &= \begin{bmatrix} d & v_g \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{x} &= \begin{bmatrix} i_{L_c} & i_{L_r} & v_{C_d} & v_{C_f} \end{bmatrix}^T\end{aligned}\quad (\text{A.7})$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_c} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_r} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{R_d C_d} & \frac{1}{R_d C_d} \\ \frac{1}{C_f} & \frac{-1}{C_f} & \frac{1}{R_d C_f} & \frac{-1}{R_d C_f} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{L_c} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_r} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\quad (\text{A.8})$$

As funções de transferência podem então ser obtidas através de:

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}\quad (\text{A.9})$$

Para implementação dos controladores será utilizada a função de transferência que relaciona a corrente no lado da rede com a variável de controle $i_{L_r}(s)/d(s)$, definida por:

$$\mathbf{G}(s) = \frac{V_{DC}(R_d C_d s + 1)}{a s^4 + b s^3 + c s^2 + d s}\quad (\text{A.10})$$

onde: $a = L_r L_c R_d C_f C_d$, $b = L_r L_c (C_f + C_d)$, $c = R_d C_d (L_r + L_c)$, $d = (L_r + L_c)$.

A.2.3 Projeto de Compensadores Ressonantes

Compensadores proporcionais ressonantes são bem consolidados na literatura. Os detalhes desta seção têm como base as referências [139, 140]. A função de transferência é definida por :

$$\mathbf{G}_{PR}(s) = k_p + \frac{2k_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_n^2}\quad (\text{A.11})$$



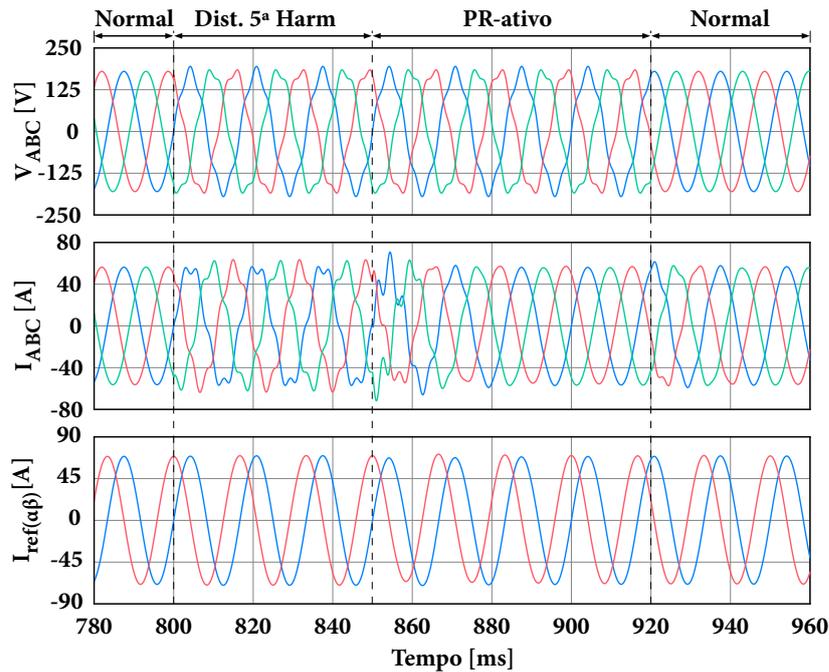
O ganho proporcional (k_p) é o principal responsável pela definição da frequência de corte do sistema, obtido através da condição:

$$k_p = \frac{1}{|FTMA_{nc}(f_c)|} \quad (\text{A.12})$$

O parâmetro ω_n estabelece a frequência natural do filtro, enquanto que k_i e ω_c são relacionados com o amortecimento e o fator de qualidade do compensador. Conforme apresentado em [140], há um compromisso entre o ganho, a margem de fase e a seletividade na faixa de frequência próxima à ressonância.

Para verificar o desempenho do compensador proporcional ressonante, é apresentada uma simulação da Figura A.8. Supõe-se inicialmente que a rede é perfeitamente senoidal. No instante 0,8 s ocorre uma perturbação na frequência da quinta harmônica. Neste instante o compensador PR só tem um termo sintonizado na componente fundamental e a perturbação se reflete em distorções das correntes injetadas na rede.

Figura A.8: Verificação de desempenho do compensador proporcional ressonante perante uma perturbação na rede elétrica.



No instante 0,85 s é acionado um compensador ressonante sintonizado na respectiva frequência da perturbação. Nota-se que após poucos ciclos as correntes injetadas na rede passam a ser senoidais, mostrando que a perturbação é rejeitada. Por fim, no instante 0,92 s a rede volta ao normal e mantém-se ligado o compensador da quinta harmônica. Nota-se que as correntes após um breve transitório se mantêm com perfil senoidal. Desta forma, é possível concluir que, garantindo correntes de referência da malha de controle isentas de perturbações, o compensador proporcional ressonante é capaz de compensar com eficiência distúrbios presentes na rede. Neste sentido, destaca-se a importância de se



utilizar bons métodos de sincronismo (PLL), garantido que as referências terão formato senoidal e sem distorções.

A.3 Conclusão

Nesta seção foram abordados os conceitos elementares em torno da estrutura de conversão CC-CA, a qual tem por objetivo regenerar a energia disponível na saída dos conversores CC-CC do emulador, enquanto se mantém o barramento controlado.

Tratando-se de topologias, conclui-se que a escolha ótima do inversor depende de um conjunto de fatores e o objetivo final que se busca. Neste sentido, pode ser dizer que os conversores VSI tradicional, o NPC e o Tipo-T são as escolhas mais usuais. Por simplicidade o VSI é o mais indicado, enquanto que a escolha de um conversor de três níveis, NPC e o Tipo-T, envolve uma avaliação mais detalhada de acordo com a rede elétrica disponível e a frequência de comutação utilizada, fatores que impactam nas perdas de cada topologia.

Em termos de controle, por simplicidade, conclui-se que é uma boa opção o uso de estratégias implementadas no sistema $\alpha\beta\gamma$. Neste sentido, buscou-se mostrar detalhadamente a modelagem e arquitetura de controle do inversor, dando noções elementares para sua implementação.

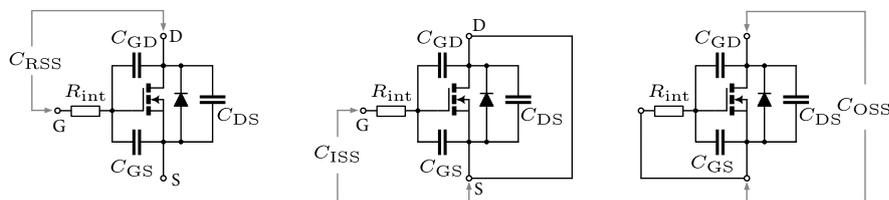
Apêndice B

Semicondutores

B.0.1 Capacitâncias não lineares

Em geral, sabe-se que os transistores apresentam três capacitâncias intrínsecas e não lineares que se formam entre suas junções e são mensuradas em seus terminais, conforme ilustra a Figura B.1. Mosfets apresentam elevada impedância de entrada, portanto o processo de ligar ou desligar este tipo de transistor consiste basicamente em carregar e descarregar estes capacitores.

Figura B.1: Capacitâncias parasitas do Mosfet.

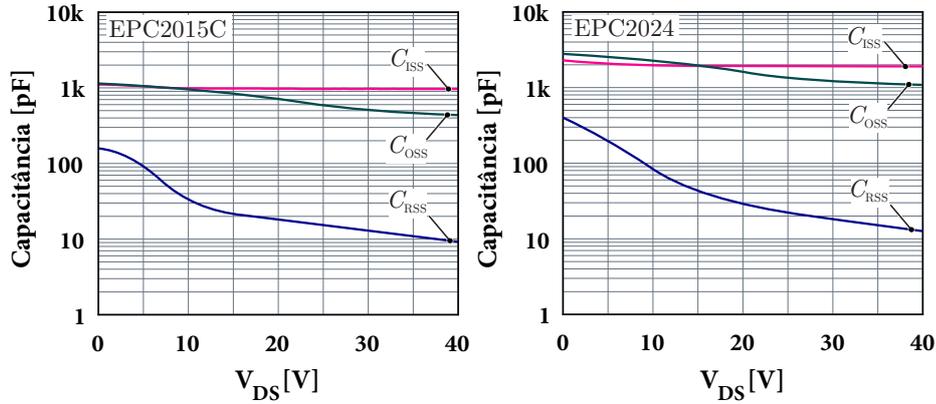


Nos manuais de fabricantes (*datasheets*), é comum a especificação destes elementos da seguinte forma: Capacitância de entrada (C_{ISS}), de saída (C_{OSS}) e de transferência reversa (C_{RSS}). Sendo válida a seguinte relação:

$$\begin{aligned}C_{RSS} &= C_{GD} \\C_{ISS} &= C_{GS} + C_{GD} \\C_{OSS} &= C_{GD} + C_{DS}\end{aligned}\tag{B.1}$$

Os valores apresentados em manuais de fabricantes são obtidos para um ponto de operação específico, resultando em imprecisões nos cálculos caso forem diretamente utilizados em condições distintas, posto que os efeitos não lineares mudam em função da tensão aplicada, conforme será visto a seguir. Portanto, o principal objetivo desta seção consiste em compreender o comportamento destas capacitâncias parasitas e obter o valor da carga associada, possibilitando calcular as perdas quando o dispositivo opera com comutação dissipativa (*hard swithing*), considerando qualquer condição de operação. Para isso, é necessário fazer uma regressão das curvas de capacitância, de modo que possam

Figura B.2: Características das capacitâncias não-lineares em função da tensão V_{DS} de transistores GaN.



ser descritas por uma equação matemática. Os fabricantes tipicamente apresentam o comportamento destes elementos através de gráficos, conforme ilustra a Figura B.2.

Com relação a regressão das curvas, na literatura tem sido sugerida aproximações através de funções do tipo:

$$C(V_{DS}) = a \cdot \exp\left[\left(\frac{V_{DS} - b}{c}\right)\right] + d \quad (B.2)$$

$$C(V_{DS}) = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_{DS}}{k}\right)^\gamma} \quad (B.3)$$

No entanto, para os dispositivos analisados, foram obtidos melhores resultados utilizando funções compostas pela soma de quatro ou cinco parcelas senoidais, da forma:

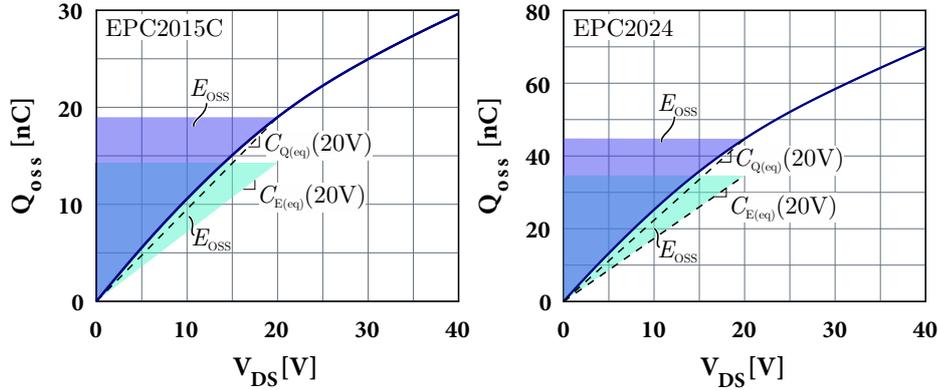
$$C(V_{DS}) = a_1 \text{sen}(b_1 V_{DS} + c_1) + \dots a_n \text{sen}(b_n V_{DS} + c_n) \quad (B.4)$$

Em alguns casos, para se conseguir uma boa aproximação o melhor caminho é dividir a curva de capacitância em segmentos menores, possibilitando realizar a regressão por partes, utilizando diferentes funções para cada segmento. Uma forma mais simples de obter a carga é realizar a integração numérica diretamente utilizando pontos de capacitância e tensão obtidas do *datasheet*.

A partir da regressão das curvas de capacitância apresentadas na Figura B.2, pode-se obter a quantidade de carga dos capacitores para qualquer valor de tensão (V_{DS}), através da equação B.5.

$$Q(V_{DS}) = \int_0^{V_{DS}} C(v) dv \quad (B.5)$$

Figura B.3: Características da capacitância não-linear C_{OSS} e seus respectivos capacitores lineares equivalentes em função da tensão V_{DS} .



Por definição a energia é dada por:

$$E = \int_0^t P(t)dt = \int_0^t v(t)i(t)dt \quad (B.6)$$

onde $v(t)$ e $i(t)$ são associadas à carga Q através das seguintes relações:

$$v(t) = \frac{Q}{C(v)} \quad (B.7)$$

$$i(t) = \frac{dQ}{dt} \quad (B.8)$$

Substituindo as eq. B.7 e B.8 na eq. B.6 tem-se como resultado:

$$E = \int \frac{Q}{C(v)}dQ \quad (B.9)$$

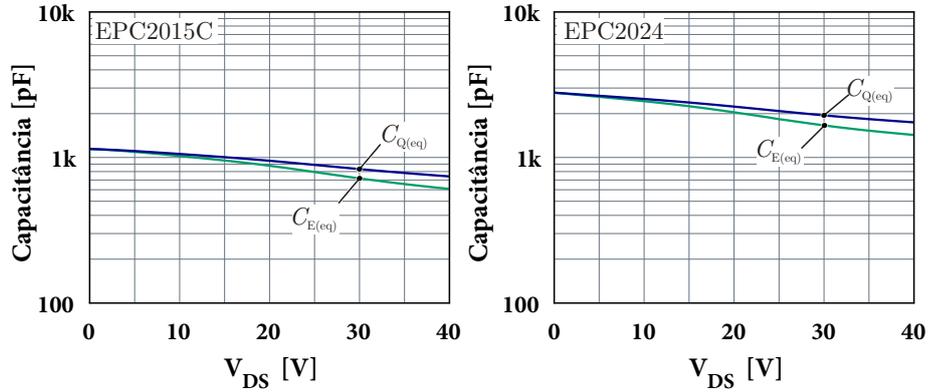
Para capacitores lineares, a eq. B.9 tem solução dada por:

$$E = \int \frac{Q}{C}dQ = \frac{1}{C} \cdot \left(\frac{Q^2}{2}\right) = \frac{[CV]^2}{2C} = \frac{1}{2}CV^2 \quad (B.10)$$

No entanto, como $C(v)$ na eq. B.9 é dependente da tensão, a solução dada pela eq. B.10 não pode ser utilizada. A característica real da carga pode ser visualizada na Figura B.3. Devido à não-linearidade, torna-se impossível representar as relações matemáticas em termos de tempo, carga e energia por meio de um simples capacitor linear.

Para um determinado valor fixo de tensão é possível definir um capacitor linear com carga linear equivalente $C_{Q(eq)}$, também conhecido como (*Time Related Capacitance*), o qual é capaz de armazenar a mesma quantidade de carga que o não linear para uma

Figura B.4: Capacitores linear equivalentes de C_{OSS} obtidos para diferentes valores da tensão V_{DS} .



dada tensão V_{DS} .

$$C_{Q(eq)}(V_{DS}) = \frac{Q_{OSS}(V_{DS})}{V_{DS}} = \frac{\int_0^{V_{DS}} C_{OSS}(v) dv}{V_{DS}} \quad (B.11)$$

Por outro lado, um capacitor linear equivalente que armazena a mesma quantidade de energia $C_{E(eq)}$ que o respectivo não-linear pode ser obtido. A energia E_{OSS} é relacionada a área em destaque na Figura B.3, onde $C_{E(eq)}$ é definido por:

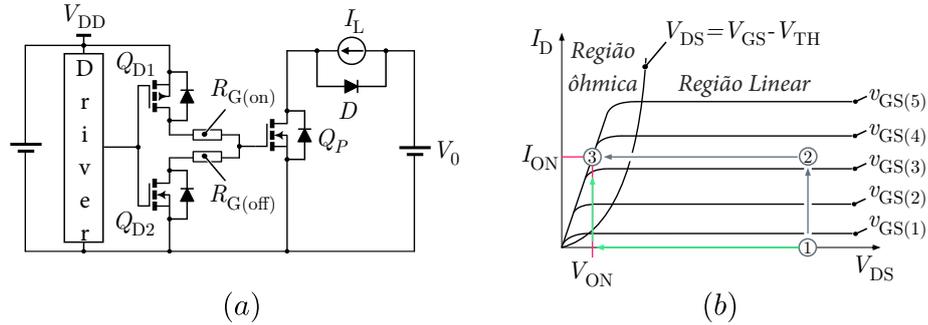
$$C_{E(eq)}(V_{DS}) = \frac{2 \cdot E_{OSS}(V_{DS})}{(V_{DS})^2} = \frac{2 \cdot \int_0^{V_{DS}} v \cdot C_{OSS}(v) dv}{(V_{DS})^2} \quad (B.12)$$

As curvas apresentadas no manual do fabricante ($C(V_{DS})$), são obtidas através de perturbações por pequenos sinais e estão na forma $C(v) = dQ/dv$. Nos manuais de fabricantes esses capacitores equivalentes são tipicamente apresentados para um ponto de operação. Na figura B.4, são apresentadas os valores de capacitância para todos os valores de V_{DS} . Cabe destacar que dependendo do processo construtivo do dispositivo o perfil dos elementos parasitas pode ser diferente de um fabricante para outro. Em outras palavras, dois dispositivos podem ter o mesmo valor de capacitância em uma determinada tensão, mas um deles pode requerer mais ou menos carga pelo fato de possuírem diferentes curvas $C(v)$, sendo afetados de maneira distinta pela tensão.

Com o aumento de V_{DS} , os capacitores assumem valores relativamente distintos. Nos dispositivos GaN analisados, na maior tensão de operação ($C_{Q(eq)}(V_{DS(max)})/C_{E(eq)}(V_{DS(max)})$) essa diferença tem um fator de aproximadamente 1,22. Em transistores de silício, como por exemplo o dispositivo BS046N100NS3 da Infineon tem um fator de 1,5, podendo chegar a 4 ou 5 em outros modelos, como transistores de super-junção [127].

Uma comparação entre diferentes modelos de simulação para capacitores não lineares foi feita recentemente em [141], onde é reportado que o uso do modelo baseado em

Figura B.5: Detalhes da comutação indutiva. Em (a) o circuito elétrico equivalente. Em (b) a característica estática do semiconductor.



$C_{Q(eq)}$ leva a uma melhor aproximação, enquanto que o modelo baseado em $C_{E(eq)}$ apresenta uma pobre aproximação na previsão de comutação ZVS nos retificadores abordados pelo autor. A mesma colocação é feita também na referência [109].

A partir das considerações feitas anteriormente, ressalta-se que nem todos os simuladores possuem modelos prontos para capacitores não lineares. Deste modo, visando simular a característica deste tipo de capacitor, pode-se utilizar as abordagens discutidas por [84], utilizando fontes dependentes que implementam as equações:

$$\begin{cases} i = C(v) \frac{dv}{dt}, \\ i = C_{Q(eq)}(v) \frac{dv}{dt} + v \frac{d[C_{Q(eq)}(v)]}{dt}. \end{cases} \quad (\text{B.13})$$

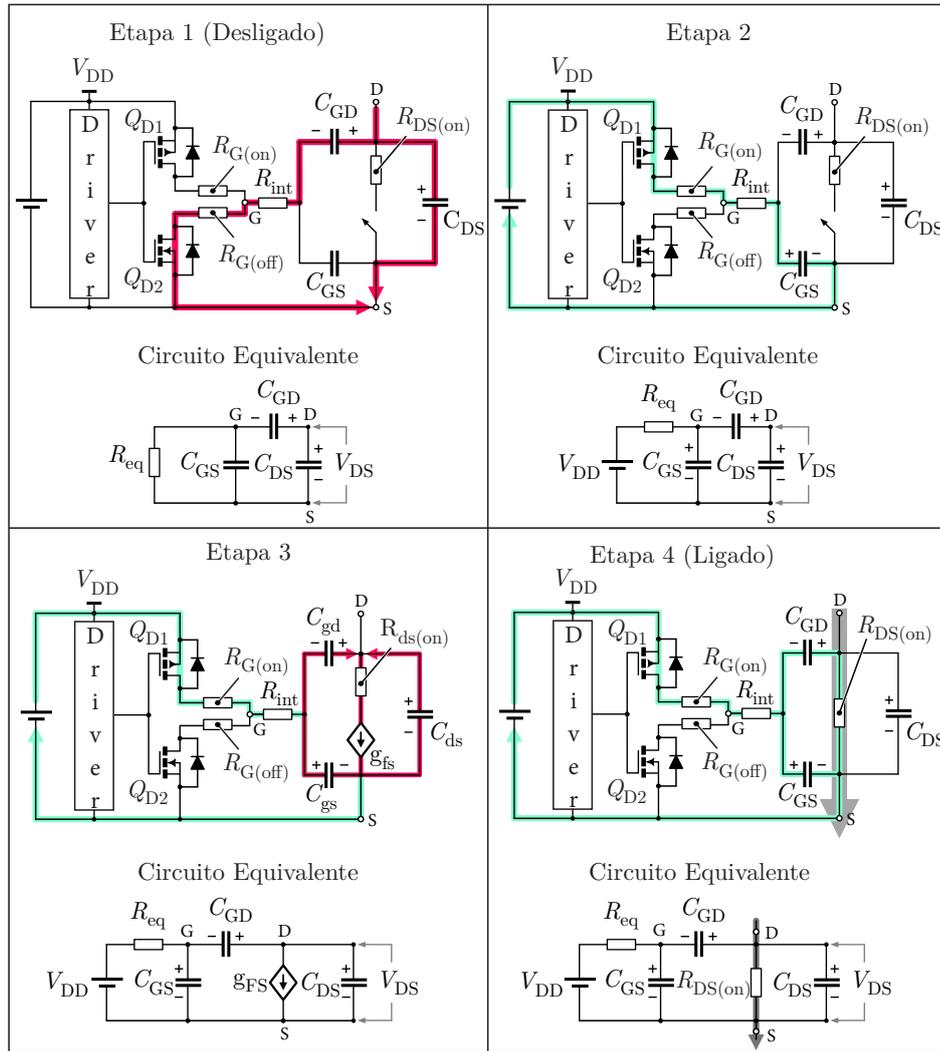
Para implementar as curvas de capacitância existem duas alternativas: (i) considerar $C(v)$ como uma equação dependente da tensão. (ii) utilizar uma tabela (*Lookup table*) controlada.

B.0.2 Princípio de Operação para Cargas Indutivas

A comutação do Mosfet não é instantânea, ou seja, sempre transcorre um determinado tempo para que o dispositivo efetivamente entre ou saia de condução. Considerando a alta incidência de comutações é importante ter uma boa estimativa deste tipo de perda, possibilitando prever a eficiência e o comportamento térmico do conversor. A operação com carga indutiva é dada quando o circuito pode ser representado como na Figura B.5(a).

O processo de entrada em condução transcorre de acordo com os circuitos equivalentes apresentados na Figura B.6. Na etapa inicial, o dispositivo está desligado e a corrente que flui pelo canal é nula. Nos terminais de potência, existe uma tensão de bloqueio (V_{DS}). Além disso, o transistor inferior do circuito de comando (Q_{D2}) encontra-se acionado. Como nesta etapa a resistência equivalente entre *gate-source* é pequena, o capacitor C_{GS} encontra-se praticamente em curto-circuito e os capacitores C_{GD} e C_{DS} estão submetidos à tensão V_{DS} , conforme ilustra a Figura B.6 na etapa 1.

Figura B.6: Processo de entrada em condução do Mosfet.



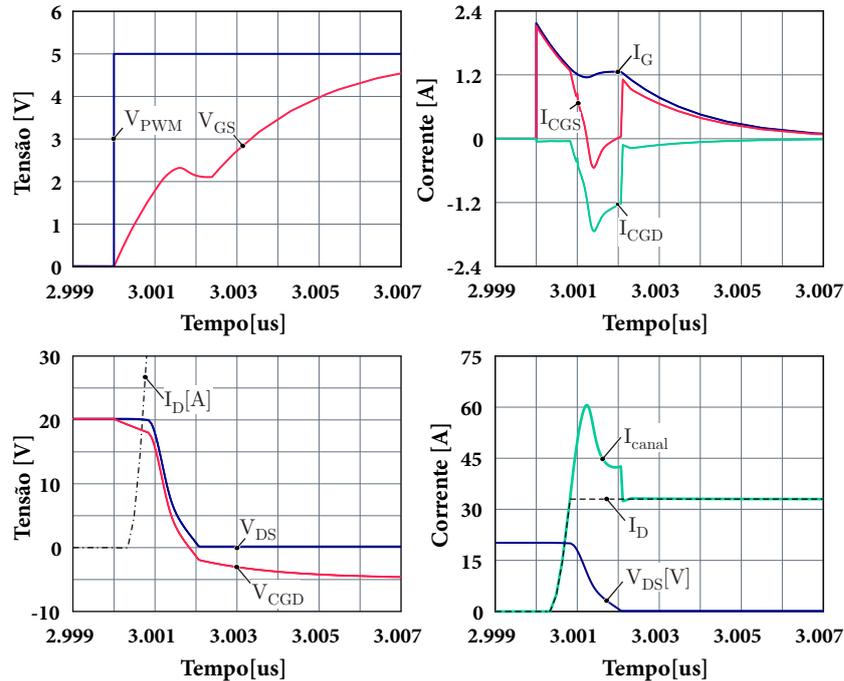
Quando o circuito de acionamento é ativado o transistor Q_{D1} entra em condução, enquanto Q_{D2} é desativado. Neste momento, inicia a circulação de corrente pelo *gate* e o capacitor (C_{GS}) começa a ser carregado, tal como ilustrado na Figura B.6 durante a etapa 2. Como C_{GS} estava completamente descarregado, a corrente exigida da fonte V_{DD} é máxima, podendo ser estimada por:

$$I_{G(\text{on,max})} = \frac{V_{DD}}{R_{G(\text{on})}} \quad (\text{B.14})$$

Em seguida a corrente decresce exponencialmente, conforme ilustra os resultados de simulação apresentados na Figura B.7. Os parâmetros do Mosfet utilizado correspondem ao dispositivo GaN modelo EPC2015C. Buscou-se estabelecer o ponto de operação semelhante ao ponto utilizado pelo fabricante para validar o modelo do interruptor bem como os parâmetros apresentados no respectivo manual do dispositivo.

O fim da etapa 2 ocorre quando começa a circular corrente pelo canal formado

Figura B.7: Formas de onda simuladas no MOSFET durante a entrada em condução.



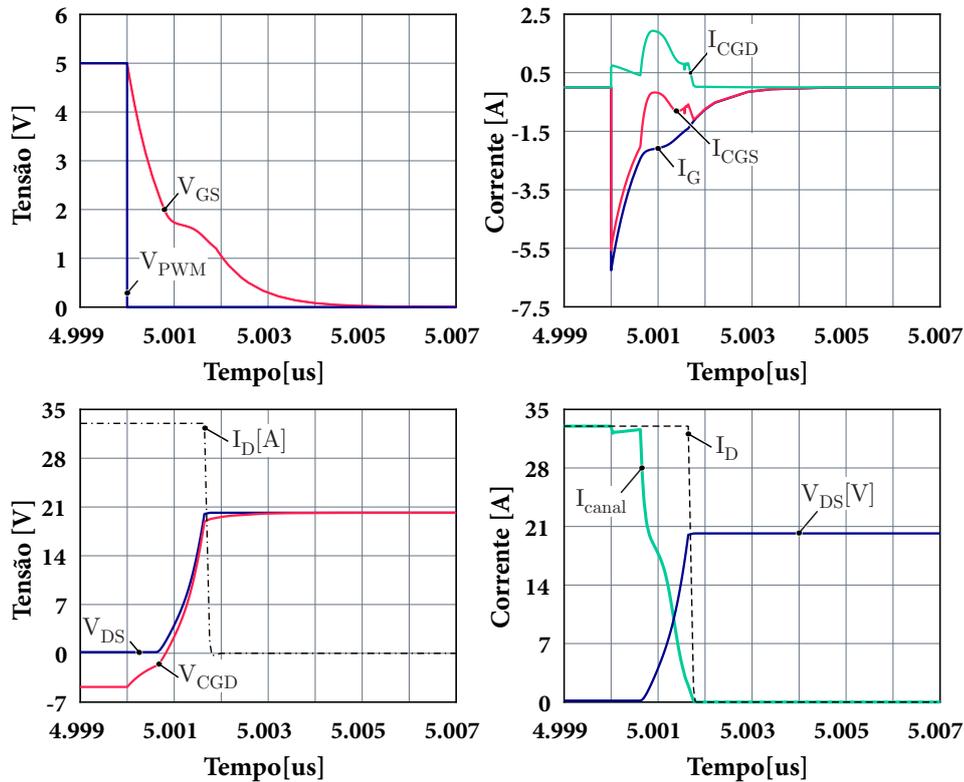
entre os terminais de potência. Para isso, existe uma tensão mínima (limiar) que marca o início da região ativa, ou seja, onde começa a condução de corrente no canal, este limiar é conhecido como tensão de *threshold* (V_{TH}), a qual é usualmente obtida para que haja uma circulação corrente de $250 \mu A$ pelo dreno, conforme especificado em manuais de fabricantes. O valor exato de V_{TH} varia de acordo com as características do semiconductor. Além disso, para os dispositivos estudados, este parâmetro possui o coeficiente de temperatura negativo, e o valor de V_{TH} decrescente com o aquecimento do semiconductor. A energia necessária para atingir este limiar é denominada $Q_{G(th)}$ ou Q_{GS1} .

Após atingir a tensão de limiar, o canal passa a ser visto como uma fonte de corrente, a qual é controlada pela transcondutância em função da tensão v_{GS} . Assim, a corrente no canal aumenta até igualar-se à da carga, enquanto que o capacitor C_{GS} se carrega completamente até v_{GS} atingir o patamar denominado tensão de plateau. Todo o intervalo transcorrido até o momento é associado à carga Q_{GS} .

Ao chegar na tensão de plateau inicia-se a etapa 3. Neste momento a tensão entre dreno-source (V_{DS}) começa a decrescer. Durante essa transição, ocorre a descarga dos capacitores C_{GD} e C_{DS} através do canal, formando dois laços de corrente conforme ilustra a Figura B.6. A descarga de C_{GD} faz com que a corrente em C_{GS} tenha um afundamento, enquanto que no *gate* a corrente permanece aproximadamente constante, como pode ser observado nos resultados de simulação apresentados na Figura B.7. A esta etapa é associada a carga Miller (Q_{GD}).

Após a descarga dos capacitores, a tensão V_{DS} atinge o valor igual ao produto $I_{DS}R_{DS(on)}$, onde o dispositivo entra efetivamente em condução e o canal é descrito pela

Figura B.8: Formas de onda simulada no Mosfet durante a saída de condução.



$R_{DS(on)}$. Nota-se que o Capacitor C_{GD} passa a ser conectado em paralelo com C_{GS} , portanto a tensão sobre C_{GD} excursiona idealmente no intervalo $[-V_{GS} < V_{GD} < V_{DS}]$.

De maneira recíproca, na saída de condução o transistor Q_{D1} é desabilitado enquanto Q_{D2} é acionado. Neste momento ambos os capacitores C_{GD} e C_{GS} que estão carregados com a tensão V_{DD} , descarregam-se através do transistor Q_{D2} . Como a resistência $R_{G(off)}$ tem um valor menor que $R_{G(on)}$, a corrente I_G inicialmente assume um valor superior em relação à entrada em condução, decrescendo junto com V_{GS} até atingir novamente a tensão de plateau, conforme ilustra as formas de onda da Figura B.8, simuladas durante o respectivo intervalo. Cabe destacar que em alguns circuitos de comando, os transistores Q_{D1} e Q_{D2} estão interconectados e só há um terminal disponível para acionar o Mosfet. Nestes casos, tipicamente utiliza-se um diodo conectado em série com $R_{G(off)}$, e ambos conectados em antiparalelo com $R_{G(on)}$, de tal modo que o diodo conduz apenas durante a saída de condução, abaixando o valor da resistência equivalente. A partir deste momento V_{DS} excursiona novamente até atingir o valor da tensão de bloqueio, recarregando ambos os capacitores C_{GD} e C_{DS} . Após a carga destes, a corrente do dreno decresce retornando ao estado inicial onde o semiconductor é desligado.

Como foi visto, durante a comutação o Mosfet sai da região de corte ($v_{GS} < V_{TH}$), passa pela região linear até atingir a região ôhmica (cf. Figura B.5(b)). Na região linear o canal fica parcialmente fechado. A transição entre as regiões linear e ôhmica é definida pela igualdade ($v_{DS} = v_{GS} - V_{TH}$) a qual também é conhecida como tensão de *pinch-*



off. Na região ôhmica ou de resistência constante, o canal é completamente aberto e o dispositivo é representado pela resistência $R_{DS(on)}$.

Contudo é importante levar em conta que a $R_{DS(on)}$ apresenta um coeficiente de temperatura positivo, facilitando o paralelismo destes dispositivos, uma vez que o aumento da resistência força a circulação de corrente pelo dispositivo com menor temperatura, mantendo o equilíbrio.

Quando o dispositivo opera sob comutação suave ZVS, ou seja, quando o semicondutor é ligado com a tensão V_{DS} nula, o efeito miller não ocorre posto que C_{GD} e C_{DS} , neste caso, já estão descarregados. Isso reduz significativamente a quantidade de carga necessária para que o interruptor seja ligado.



—