

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**FONTE CA DE POTÊNCIA:
CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO E AO
DESENVOLVIMENTO DE TOPOLOGIAS
HÍBRIDAS**

TESE DE DOUTORADO

Rafael Concatto Beltrame

Santa Maria, RS, Brasil

2012

**FONTES CA DE POTÊNCIA:
CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO E AO
DESENVOLVIMENTO DE TOPOLOGIAS
HÍBRIDAS**

por

Rafael Concatto Beltrame

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica.**

**Orientador: Prof. Dr. Hélio Leães Hey
Co-orientador: Prof. Dr. Cassiano Rech**

Santa Maria, RS, Brasil

2012

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

Beltrame, Rafael Concatto, 1984 -

Fontes CA de potência: Contribuição ao estudo e ao desenvolvimento de topologias híbridas / por Rafael Concatto Beltrame. Orientador: Hélio Leães Hey. Co-orientador: Cassiano Rech. – Santa Maria, 2012.
195 f. ; il.

Tese (doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2012.

1. Engenharia Elétrica. 2. Eletrônica de Potência. 3. Fonte CA de Potência. I. H. L. Hey, orient. II. C. Rech, co-orient. III. Título.

CDU: 621.3

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Central da UFSM.

©2012

Todos os direitos autorais reservados a Rafael Concatto Beltrame. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. João Luiz Pozzobon, 945, Bairro Km 3, Santa Maria, RS, 97095-465

Fone: +55 55 99540171;

Endereço Eletrônico: beltrame@mail.ufsm.br

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Tese de Doutorado

**FONTES CA DE POTÊNCIA:
CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO E AO DESENVOLVIMENTO
DE TOPOLOGIAS HÍBRIDAS**

elaborada por
Rafael Concatto Beltrame

como requisito parcial para obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:

Hélio Leães Hey, Dr.
(Presidente/Orientador)

Cassiano Rech, Dr.
(Co-orientador)

Luciano Schuch, Dr. (UFSM)

Mário Lúcio da Silva Martins, Dr. (UFSM)

Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Sc. (UFSC)

Marcello Mezaroba, Dr. (UDESC)

Santa Maria, 20 de Dezembro de 2012

Dedico este trabalho a meus pais, Alcione e Glaci, por todo o apoio e carinho.

E a minha namorada, Greyce, pelo amor e compreensão.

AGRADECIMENTOS

Como é difícil a tarefa de resumir em poucas linhas o sentimento de gratidão àqueles que colaboraram (ou mesmo foram decisivos) para a conclusão de um longo e árduo trabalho de pesquisa — em especial para um Engenheiro, tão acostumado a expressar-se objetivamente e racionalmente. Talvez essa dificuldade deva-se a minha limitada capacidade de expressão, talvez seja devido ao medo de esquecer de mencionar alguém, ou, quem sabe, seja pela limitação imposta por nossa linguagem em expressar o que sinto nesse momento. Pego-me lembrando tudo por que passei e acabo por concluir o óbvio: se cheguei até aqui, foi com o auxílio de pessoas muito importantes, que dividiram comigo um ideal e me deram todo o apoio para que eu conseguisse alcançá-lo.

Assim, começo demonstrando minha gratidão a Deus, por todas as oportunidades, por iluminar minhas decisões, pelo conforto nas horas de fraqueza e pela força para superá-las.

A minha família, em especial a meus pais, Alcione e Glaci, por todo o carinho que recebi ao longo de minha vida, pelo exemplo de honestidade, perseverança e humildade. Por apoiarem minhas escolhas e comemorarem como suas — que, de fato, são — as conquistas. Sou e serei eternamente grato.

A minha eterna namorada, Greyce, pelo amor, carinho e compreensão. Peço desculpas pelo afastamento causado por minha dedicação à pesquisa. Sofremos juntos. Mas vencemos juntos também. Te retribuirei por todos os dias que o futuro nos reserva.

A uma das pessoas que mais admiro, pelo seu caráter, idealismo e dedicação: meu orientador e grande amigo, Prof. Hélio Hey. Obrigado por sua orientação, pelos conselhos — muitas vezes ouvidos como sendo de pai para filho, apesar da sua juventude —, por confiar na minha capacidade e por apoiar minhas escolhas. Guardo vivo na memória o ideal que um dia me confessaste: “terei certeza que cumpri meu papel como professor quando meus alunos deixarem essa instituição melhores do que eu”. Sinto desapontá-lo, não foi dessa vez! Porém, desejo continuar crescendo e espero contar sempre com sua sabedoria.

Ao meu co-orientador, Prof. Cassiano Rech, pelos ensinamentos técnicos e pelos exemplos de como postar-se profissionalmente sem descuidar daqueles que nos fortalecem:

nossas famílias. Confesso: aprendo escutando-o e observando-o. Ao Prof. Mário Martins, pelo entusiasmo demonstrado mesmo após tantos anos de trabalho conjunto.

Aos professores e amigos do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), Prof. José Renes Pinheiro, Prof. Humberto Pinheiro, Prof. Hilton Gründling, Prof. Luciano Schuch, Prof. Leandro Michels e Prof. Fábio Bisogno, pelos ensinamentos e ajuda sempre que necessária.

Aos Professores Marcelo Lobo e Marcello Mezaroba, membros da banca de meu Exame de Qualificação de Doutorado, pelas importantes sugestões que contribuíram à qualidade desse trabalho.

Aos professores do Colégio Técnico Industrial de Santa Maria (CTISM), Prof. Marcelo Freitas e Prof. Rodrigo Fuentes, por terem firmado as bases técnicas que empreguei durante toda essa jornada. Suas posturas conquistaram minha admiração e, por consequência, despertaram-me para a carreira docente.

Ao colega Fabricio Cazakevicius, por vestir-se do mesmo ideal que eu e, desse modo, colaborar como nunca imaginei que alguém pudesse fazê-lo, para que esse imenso desafio fosse vencido. Não tenho a menor dúvida que será um dos maiores Engenheiros Eletricistas que nossa universidade formará. Se possuo resultados para validar minha Tese, grande parte do mérito deve-se a sua atenção e dedicação no projeto e implementação dos protótipos. Estendo meus sinceros agradecimentos ao acadêmico Antônio Bordini, que, habilmente e pacientemente, não mediu esforços em auxiliar-nos. Sem a ajuda de vocês, seria improvável que tivesse conseguido.

Aos colegas do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), Adriano Toniollo, Diorge Zambra, Fabrício Dupont, Felipe Grigoletto, Fernanda Carnielutti, Fernando Beltrame, Guilherme da Silva, Hamiltom Sartori, Jorge Massing, Josemar Quevedo, Leandro Roggia, Luccas Kunzler, Matheus Desconzi, Paulo Ficagna, Rafael Scapini, Rodrigo Vieira, Taciana Enderle, Tadeu Vargas e Thiago Bernardes, pela amizade e por tornar o ambiente de trabalho um lugar saudável para a troca de informações e intenso aprendizado.

Aos colegas do GEPOC, Clécio Fisher, Fabio Baldissera, Fábio Posser, Felipe Lorenci, Henrique Figueira, Henrique Marques, Juliano Grigulo, Leonardo Bertagnolli, Luiz Germano Nunes, Rodrigo Krug e Tomas Dalla Corte, pela colaboração para com o grupo. Também ao ex-colega, Eng. Rafael Denardin, pelos questionamentos (que demandaram muita reflexão e um bom exercício de paciência) e pelo auxílio na confecção do primeiro protótipo desse trabalho.

Agradecimentos

Ao Eng. Luiz Fernando Martins, pela grande amizade, pelos conselhos, pelo exemplo de perseverança, pela torcida, além do grande trabalho desenvolvido no Núcleo de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica (NUPEDEE). Também agradeço a Cleonice Sanger, Luciana Kapelinski, Carlo Castellanelli e Gerson Zimmermann pelo trabalho desenvolvido na secretaria do PPGEE.

Aos grandes profissionais e amigos, João Gasparly e Fernanda Zorzan. Com sua orientação venci grandes desafios.

À Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) — primeira universidade do interior do país —, idealizada pelo Prof. José Mariano da Rocha Filho. Cresci visitando e admirando essa instituição, orgulhando-me de compartilhar sua cidade natal, sonhando um dia ingressar em seus bancos... Esse sonho é hoje a realização que compartilho com milhares de jovens que veem na UFSM uma oportunidade de crescimento, onde o desafio é o conhecimento e o conhecimento é a recompensa. Obrigado, também, a todos gestores da UFSM, por darem continuidade ao ideal do Prof. Mariano.

Por fim, à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo apoio financeiro.

“Por vezes sentimos que aquilo que fazemos não é senão uma gota de água no mar. Mas o mar seria menor se lhe faltasse uma gota.”

Madre Tereza de Calcutá

“Se você tem o desejo do conhecimento e o poder de lhe dar expressão física, vá explorar. Se for um bravo, nada fará. Se sentir medo, poderá realizar muito, pois só os covardes têm de provar a sua bravura.”

Apsley Cherry-Garrard

“Embora já não sejamos aquela força que no passado moveu céus e terra, o que somos, ainda somos. Uma mesma fibra de corações heróicos, mirrada pelo tempo e pelo destino, mas com força de vontade para lutar, buscar, descobrir e não se render.”

Tennynson, Ulysses

RESUMO

Tese de Doutorado

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

FONTES CA DE POTÊNCIA: CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO E AO DESENVOLVIMENTO DE TOPOLOGIAS HÍBRIDAS

AUTOR: RAFAEL CONCATTO BELTRAME

ORIENTADOR: HÉLIO LEÃES HEY

CO-ORIENTADOR: CASSIANO RECH

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 20 de Dezembro de 2012.

Nesta Tese é realizado um estudo acerca das principais topologias de fontes CA de potência (*AC Power Source* — ACPS), que garantem a síntese de formas de onda de tensão de alta fidelidade (com respeito ao sinal de referência) sem, no entanto, comprometer o rendimento do sistema. Salienta-se que essas características podem ser obtidas por topologias híbridas, compostas pela associação de um amplificador chaveado com um amplificador linear. Enquanto o primeiro (denominado de amplificador principal) processa praticamente a totalidade da energia fornecida à carga, o segundo (denominado de amplificador de correção) é responsável apenas por correções na forma de onda de saída, processando, assim, uma pequena parcela de energia. Então, torna-se possível aliar o alto rendimento característico dos conversores chaveados à alta qualidade da forma de onda associada aos amplificadores lineares. O trabalho é direcionado, principalmente, a topologias híbridas em configuração série (conexão série entre o amplificador principal e o amplificador de correção), de modo que amplificadores de correção de baixa tensão/baixa potência possam ser empregados. Destaca-se que essa configuração é especialmente adequada a aplicações com ACPSs, quando, por exemplo, deseja-se emular a rede elétrica de alimentação (inserindo harmônicos de tensão, provocando distúrbios controlados, etc.), uma vez que o amplificador de correção é submetido a níveis de tensão reduzidos, se comparados aos níveis sintetizados pela ACPS. No decorrer do trabalho, são propostas e analisadas teórico-experimentalmente duas topologias inéditas de ACPS, ambas empregando inversores multiníveis como amplificador principal. São apresentadas análises relativas à operação, modulação, metodologia de projeto dos estágios de potência e controle — tanto do amplificador principal quanto do de correção —, bem como são apresentados resultados experimentais em termos da distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion* — THD) e rendimento global do sistema.

Palavras-chave: Engenharia Elétrica, Eletrônica de Potência, Fontes CA de Potência

ABSTRACT

Doctoral Thesis

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

AC POWER SOURCES: CONTRIBUTIONS TO STUDY AND DEVELOPMENT OF HYBRID TOPOLOGIES

AUTHOR: RAFAEL CONCATTO BELTRAME

ADVISOR: HÉLIO LEÃES HEY

CO-ADVISOR: CASSIANO RECH

Place and Date: Santa Maria, December 20th, 2012.

In this thesis an study of AC Power Source (ACPS) topologies that guarantee the synthesis of high quality voltage waveforms (in comparison to the reference signal) without penalizing the system efficiency is carried out. It must be highlighted that these features can be achieved by employing hybrid topologies, which are composed of a switched-mode power amplifier and a linear power amplifier (LPA). The former amplifier (called main amplifier) processes almost the entire load power, while the second one (called correction amplifier) is responsible for the compensation for any distortion at the output voltage waveform, thus, processing a small amount of the load power. In this way, it is possible to combine both the high efficiency of switched-mode power amplifiers with high quality voltage waveforms characteristic of linear power amplifiers. This work is mainly focused on hybrid topologies in series configuration (series connection between main and correction amplifiers). This allows to employ a low voltage/low power LPA. It must be noticed that this configuration is especially suitable for ACPS applications, when, for example, the mains voltage is intended to be emulated (including high order harmonics, controlled disturbances, etc.), since the LPA experiences low voltage levels in comparison to those synthesized by the ACPS. Throughout the thesis are proposed and theoretically/experimentally analyzed two novel ACPS topologies, which employ multilevel inverters as main amplifier. The analysis take into account the operation, modulation strategy and design methodology of the power and control circuits (of both main and correction amplifiers). Experimental results are presented (Total Harmonic Distortion and converter efficiency) in order to validate the proposed approach.

Keywords: **Electrical** Engineering, Power Electronics, AC Power Source

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	Aplicação de fontes CA de potência	p. 31
FIGURA 2	Classificação do estágio amplificador das ACPSs	p. 33
FIGURA 3	Exemplo de ensaio de afundamento de tensão para a “Classe 3” conforme (IEC 61000-4-11, 2005)	p. 36
FIGURA 4	Ensaio de transientes repetitivos de tensão conforme (MIL-HDBK-704-7, 2004)	p. 41
FIGURA 5	Classificação dos amplificadores de potência	p. 47
FIGURA 6	Topologias híbridas propostas por Yundt (1986)	p. 49
FIGURA 7	Representação da configuração envelope (GONG, 2009)	p. 49
FIGURA 8	Análise das perdas de condução na configuração envelope (GONG, 2009)	p. 51
FIGURA 9	Topologias empregadas como TPS	p. 53
FIGURA 10	Topologias com variação discreta dos níveis de tensão	p. 54
FIGURA 11	Controladores normalmente empregados para o amplificador principal (TPS) na configuração envelope	p. 55
FIGURA 12	Simulação de uma topologia híbrida na configuração envelope empregando um conversor elevador de tensão	p. 57
FIGURA 13	Resultados de simulação da topologia híbrida na configuração envelope empregando um conversor elevador de tensão	p. 58
FIGURA 14	Representação da configuração paralela	p. 59
FIGURA 15	Topologias não-isoladas empregadas como amplificador principal na configuração paralela	p. 61
FIGURA 16	Topologias isoladas empregadas como amplificador principal na configuração paralela	p. 63

FIGURA 17	Controladores normalmente empregados para o amplificador principal na configuração paralela	p. 64
FIGURA 18	Simulação de uma topologia híbrida na configuração paralela empregando um inversor meia-ponte	p. 66
FIGURA 19	Resultados de simulação da topologia híbrida na configuração paralela empregando um inversor meia-ponte	p. 68
FIGURA 20	Representação da configuração série	p. 69
FIGURA 21	Topologias empregadas como amplificador principal na configuração série	p. 71
FIGURA 22	Limitação do <i>slew rate</i> de $v_p(t)$	p. 73
FIGURA 23	Controladores normalmente empregados na configuração série	p. 75
FIGURA 24	Simulação de uma topologia híbrida na configuração série empregando um inversor multiníveis simétrico com nove células ponte-completa em cascata	p. 76
FIGURA 25	Resultados de simulação da topologia híbrida na configuração série empregando um inversor multiníveis simétrico com nove células ponte-completa em cascata	p. 78
FIGURA 26	Limites de operação das configurações envelope, paralela e série de HPAs	p. 79
FIGURA 27	Fluxograma para a seleção da configuração de HPA mais adequada	p. 79
FIGURA 28	Topologia híbrida proposta	p. 85
FIGURA 29	Formas de onda de tensão e corrente através do indutor de filtro para o k -ésimo setor de tensão	p. 87
FIGURA 30	Formas de onda de tensão e corrente através do capacitor de filtro para o k -ésimo setor de tensão	p. 88
FIGURA 31	Modelo do filtro passa-baixas de saída	p. 89
FIGURA 32	Atenuação e fase inseridas pelo filtro passa-baixas de saída	p. 92
FIGURA 33	Simulação das formas de onda de corrente pelo indutor de filtro e dispositivos semicondutores	p. 96
FIGURA 34	Circuito empregado na modelagem do sistema de controle	p. 101

FIGURA 35	Diagrama de blocos do modelo dinâmico empregado no controle . . .	p. 101
FIGURA 36	Ábacos de projeto: amplificadores principal e de correção	p. 104
FIGURA 37	Ábacos de projeto: ondulação de corrente	p. 106
FIGURA 38	Diagrama de Bode do sistema compensado: funções de transferência de malha aberta $G_{open}(s)$ e malha fechada $G_{close}(s)$	p. 108
FIGURA 39	Diagrama representativo da topologia implementada	p. 109
FIGURA 40	Formas de onda sintetizadas pelo amplificador principal	p. 111
FIGURA 41	Formas de onda em regime permanente com carga resistiva e operação sob metade da potência nominal	p. 112
FIGURA 42	Formas de onda em regime permanente com carga resistiva e operação à potência nominal	p. 113
FIGURA 43	Formas de onda em regime permanente com carga indutiva e operação à potência nominal	p. 113
FIGURA 44	Formas de onda em regime permanente com não-linear (retificador ponte-completa a diodos)	p. 114
FIGURA 45	Resposta ao degrau de carga para $v_{ref,rms} = 115 \text{ V @ } f = 400 \text{ Hz}$.	p. 114
FIGURA 46	Formas de onda arbitrárias	p. 115
FIGURA 47	Comparação entre o sinal de referência senoidal com adição de harmônicos e a forma de onda de tensão sintetizada	p. 116
FIGURA 48	Distorção harmônica total medida para diferentes referências e condições de carga	p. 117
FIGURA 49	Rendimento medido para diferentes referências e condições de carga	p. 118
FIGURA 50	Distribuição das perdas para operação sob potência nominal com $v_{ref,rms} = 115 \text{ V @ } f = 400 \text{ Hz}$	p. 119
FIGURA 51	Topologia híbrida proposta	p. 124
FIGURA 52	Estratégia de modulação híbrida proposta	p. 128
FIGURA 53	Formas de onda do transistor T_1 do LPA para $m = 15$ e carga com fator de potência unitário	p. 132

FIGURA 54	Perdas no amplificador de correção P_c , normalizadas para a potência de saída P_o , em função do número de níveis m	p. 133
FIGURA 55	Filtro passa-baixas para limitação do dv_p/dt	p. 134
FIGURA 56	Modelagem do filtro passa-baixas para limitação do dv_p/dt submetido a um degrau de tensão	p. 135
FIGURA 57	Tempo de subida em função do coeficiente de amortecimento	p. 136
FIGURA 58	Circuito empregado na modelagem do sistema de controle	p. 138
FIGURA 59	Diagrama de blocos do modelo dinâmico empregado no controle	p. 139
FIGURA 60	Diagrama de Bode do sistema compensado: funções de transferência de malha aberta $G_{open}(s)$ e malha fechada $G_{close}(s)$	p. 143
FIGURA 61	Diagrama representativo da topologia implementada	p. 144
FIGURA 62	Formas de onda sintetizadas pelo amplificador principal	p. 146
FIGURA 63	Formas de onda em regime permanente com carga resistiva e operação sob metade da potência nominal	p. 147
FIGURA 64	Formas de onda em regime permanente com carga resistiva e operação à potência nominal	p. 148
FIGURA 65	Formas de onda em regime permanente com carga indutiva e operação à potência nominal	p. 148
FIGURA 66	Formas de onda em regime permanente com carga não-linear (retificador ponte-completa a diodos)	p. 149
FIGURA 67	Resposta ao degrau de carga para $v_{ref,rms} = 115 \text{ V @ } f = 400 \text{ Hz}$	p. 150
FIGURA 68	Distorção harmônica total medida para diferentes referências e condições de carga	p. 150
FIGURA 69	Rendimento medido para diferentes referências e condições de carga	p. 152
FIGURA 70	Diagrama genérico de controle de um HPA	p. 166
FIGURA 71	Topologia empregada: conversor CC-CC isolado	p. 171
FIGURA 72	Modelo simplificado do conversor CC-CC isolado	p. 172
FIGURA 73	Formas de onda de tensão teóricas no primário e no secundário do transformador	p. 173

FIGURA 74	Triângulo de impedâncias do circuito ressonante	p. 176
FIGURA 75	Formas de onda de corrente teóricas no secundário do transformador	p. 177
FIGURA 76	Representação das não-idealidades dos dispositivos no caminho da corrente	p. 180
FIGURA 77	Determinação da impedância equivalente do tanque ressonante (previamente à inserção de C_r)	p. 186
FIGURA 78	Diagrama de Bode representando a impedância série equivalente Z_r do tanque ressonante previamente à inserção de C_r	p. 187
FIGURA 79	Diagrama de Bode experimental representando a impedância série equivalente Z_r do tanque ressonante posteriormente à inserção de C_r	p. 188
FIGURA 80	Formas de onda das tensões primária v_{pri} e secundária v_{sec} , e corrente total primária i_{pri} sob condição nominal de operação	p. 189
FIGURA 81	Forma de onda da tensão total de saída nV_{cc1} e da corrente total primária i_{pri} para diferentes condições de carga	p. 189
FIGURA 82	Regulação medida para a tensão total de saída	p. 190
FIGURA 83	Rendimento medido	p. 190
FIGURA 84	Foto do protótipo de ACPS implementado em laboratório	p. 193
FIGURA 85	Foto de uma célula do amplificador principal (inversor multiníveis simétrico) e do circuito de <i>gate-driver</i>	p. 194
FIGURA 86	Foto das células do amplificador principal (inversor multiníveis assimétrico)	p. 195
FIGURA 87	Foto do amplificador de correção	p. 195

LISTA DE TABELAS

TABELA 1	Ensaio de afundamentos de tensão na rede elétrica de alimentação (IEC 61000-4-11, 2005)	p. 35
TABELA 2	Principais especificações da ACPS conforme (IEC 61000-4-11, 2005)	p. 35
TABELA 3	Ensaio de distorção harmônica total para equipamentos de aviação alimentados em 115 V @ 400 Hz (MIL-HDBK-704-2, 2004)	p. 39
TABELA 4	Ensaio de ondulação de tensão para equipamentos de aviação alimentados em corrente-contínua com tensão de 270 V (MIL-HDBK-704-7, 2004)	p. 39
TABELA 5	Ensaio de transientes de tensão para equipamentos de aviação alimentados em corrente-contínua com tensão de 270 V (MIL-HDBK-704-7, 2004)	p. 40
TABELA 6	Especificações da ACPS para análise de projeto	p. 102
TABELA 7	Especificações da ACPS implementada	p. 109
TABELA 8	Especificações da ACPS para análise de projeto	p. 139
TABELA 9	Especificações da ACPS implementada	p. 145
TABELA 10	Especificações do transformador do conversor CC-CC ressonante .	p. 183
TABELA 11	Especificações do núcleo NEE-42/21/20-5500-IP12R (Thornton®)	p. 184
TABELA 12	Especificações do transformador implementado	p. 184
TABELA 13	Componentes empregados na implementação de uma célula do conversor CC-CC bidirecional	p. 185

LISTA DE ABREVIATURAS

ACPS	Fonte CA de Potência
ANSI	Instituto Nacional Americano de Padrões
ASAE	Sociedade Americana de Engenheiros Agrícolas
BJT	Transistor Bipolar de Junção
CA ou AC	Corrente Alternada
CC ou DC	Corrente Contínua
DSP	Processador Digital de Sinais
DUT	Equipamento sob Teste
EMI	Interferência Eletromagnética
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
HPA	Amplificador Híbrido de Potência
IEC	Comissão Eletrotécnica Internacional
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
INPI	Instituto Nacional de Propriedade Intelectual
LPA	Amplificador Linear de Potência
LQR	Controlador Linear Quadrático
MIL	Norma/Recomendação Militar dos Estados Unidos da América
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo de Metal-Óxido Semicondutor
NPC	Inversor com Ponto Neutro Grampeado
P	Controlador Proporcional
PI	Controlador Proporcional-Integral
PID	Controlador Proporcional-Integral-Derivativo
PSRR	Taxa de Rejeição de Distúrbios da Fonte de Alimentação
PWM	Modulação por Largura de Pulso
RMRAC	Controlador Adaptativo Robusto por Modelo de Referência
SMPA	Amplificador Chaveado de Potência
SOA	Área Segura de Operação
TPS	Fonte de Rastreamento
VFD	Inversor de Frequência

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Atenuação provocada pelo filtro passa-baixas
$a_1(t)$	Índice relativo ao período de chaveamento resultante
$a_2(t)$	Índice relativo ao período de chaveamento
A_c	Área da seção transversal do núcleo magnético
A_w	Área da janela do núcleo magnético
b	Relação entre a indutância de amortecimento e a indutância de filtro
B_m	Densidade de fluxo magnético
B_{max}	Densidade de fluxo magnético máxima
$C_c(s)$	Controlador do amplificador de correção
C_{ds}	Capacitância entre dreno e <i>source</i>
C_{gd}	Capacitância entre dreno e gatilho
C_{gs}	Capacitância entre gatilho e <i>source</i>
C_{ij}	Capacitor j de entrada do conversor CC-CC
C_j	Capacitor j de filtro
C_M	Capacitância Miller
C_{oj}	Capacitor j de saída do conversor CC-CC
$C_p(s)$	Controlador do amplificador principal
C_r	Capacitância do tanque ressonante
$C_{r,eq}$	Capacitância equivalente do tanque ressonante
D_j	Diodo semiconductor j
d_j	Razão cíclica j
E	Ganho estático normalizado
f	Frequência do sinal de referência
f_c	Frequência de cruzamento do ganho do amplificador de correção
f_{max}	Frequência máxima do sinal de referência
f_{min}	Frequência mínima do sinal de referência
f_n	Frequência natural do filtro passa-baixas
FP	Fator de potência
f_p	Frequência de cruzamento do ganho do amplificador principal
f_r	Frequência natural do tanque ressonante

Lista de Símbolos

f_s	Frequência de chaveamento
$G_c(s)$	Função de transferência do amplificador de correção
$G_{close}(s)$	Função de transferência de malha fechada
$G_d(s)$	Função de transferência da perturbação
$G_{ffj}(s)$	Ação <i>feed-forward</i> j
$G_{LPA}(s)$	Função de transferência do LPA
$G_{open}(s)$	Função de transferência de malha aberta
$G_p(s)$	Função de transferência do amplificador principal
$G_{p,R}$	Função de transferência do amplificador principal para uma carga resistiva
$G_{Sw}(s)$	Função de transferência do SMPA
$i_c(t)$	Corrente suprida pelo amplificador de correção
$i_{c,max}$	Corrente máxima do amplificador de correção
$i_{c(sense)}(t)$	Corrente suprida pelo amplificador de correção (medida)
I_{cc}	Corrente de saída do conversor CC-CC
$i_{DS21}(t)$	Corrente pelo diodo antiparalelo da chave S_{21}
I_L	Corrente pelo indutor L
$i_o(t)$	Corrente de carga
$i_{o,max}$	Corrente máxima de carga
$I_{o,pk}$	Pico da corrente de carga
$I_{o,degrau}$	Degrau de corrente
$i_p(t)$	Corrente suprida pelo amplificador principal
$i_{p,ref}(t)$	Corrente de referência para o amplificador principal
$i_{p(sense)}(t)$	Corrente suprida pelo amplificador principal (medida)
$i_{pri}(t)$	Corrente pelo primário do conversor CC-CC
$I_{pri,pk}$	Corrente de pico pelo primário do conversor CC-CC
$i_{sec}(t)$	Corrente pelo secundário do conversor CC-CC
$i_{S11}(t)$	Corrente pela chave semicondutora S_{11} do conversor CC-CC
$i_{Tj}(t)$	Corrente pelo transistor j
K	Ganho do controlador por histerese
k	Setor da tensão sintetizada pelo amplificador principal
K_g	Constante geométrica do núcleo magnético
\mathcal{L}	Transformada de Laplace
\mathcal{L}^{-1}	Transformada Inversa de Laplace
L_d	Indutor de amortecimento
L_j	Indutor de filtro j
l_m	Comprimento do caminho magnético

Lista de Símbolos

L_r	Indutância do tanque ressonante
L_{Tr}	Indutância de dispersão do transformador do conversor CC-CC
$M(s)$	Função de transferência do modulador
m	Número de níveis na tensão sintetizada pelo amplificador principal
m_a	Índice de modulação em amplitude
MLT	Comprimento médio de uma espira
n	Número de células do inversor multiníveis
N_{pri}	Número de espiras do primário do transformador
N_{secj}	Número de espiras do secundário j do transformador
P_c	Perda em condução no amplificador de correção
$P_{c,max}$	Perda em condução máxima no amplificador de correção
P_{ccj}	Potência ativa de saída da célula j
P_{DS21}	Perda em condução no diodo antiparalelo da chave S_{21}
p_j	Coefficiente j de uma função polinomial
P_o	Potência ativa de saída
P_p	Perda em condução no amplificador principal
P_{S11}	Perda em condução na chave S_{11}
P_{ta}	Potência total aparente do transformador
$p_{Tj}(t)$	Potência instantânea dissipada pelo transistor j
Q_{opt}	Fator de qualidade do filtro passa-baixas
R	Resistor de carga
R_+	Resistor da entrada não-inversora do LPA
R_{Cij}	Resistância série equivalente do capacitor j de entrada
R_{Cr}	Resistância série equivalente do capacitor ressonante
R_d	Resistor de amortecimento
R_{DSon}	Resistância de condução de uma chave semicondutora
R_{fj}	Resistor de realimentação j
R_g	Resistor de gatilho
R_{oj}	Resistância série equivalente do capacitor j de saída
R_r	Resistância do tanque ressonante
R_{Tr}	Resistância série equivalente do transformador
s	Variável de Laplace
S_j	Chave semicondutora controlada j
S_o	Potência aparente de saída
S_{oj}	Chave semicondutora j do inversor de saída
S_{pj}	Chave semicondutora j do primário do conversor CC-CC

Lista de Símbolos

SR	<i>Slew rate</i>
$SR_{LPA,max}$	<i>Slew rate</i> máximo do amplificador linear
S_{sj}	Chave semicondutora j do secundário do conversor CC-CC
t	Variável tempo
t_1	Instante quando o sinal atinge 10% de seu valor em regime permanente
t_2	Instante quando o sinal atinge 90% de seu valor em regime permanente
THD	Distorção harmônica total
t_{i1}	Instante inicial da um período de chaveamento resultante
t_{i2}	Instante inicial de um período de chaveamento
T_j	Transistor j
Tr	Transformador
t_{rise}	Tempo de subida
T_s	Período de chaveamento
U_T	Nível de tensão eficaz nominal de operação (IEC 61000-4-11, 2005)
V_+	Tensão positiva de barramento na configuração paralela
$v_+(t)$	Tensão positiva sintetizada pela TPS
$v_{+(sense)}(t)$	Tensão positiva sintetizada pela TPS (medida)
V_-	Tensão negativa de barramento na configuração paralela
$v_-(t)$	Tensão negativa sintetizada pela TPS
$v_{-(sense)}(t)$	Tensão negativa sintetizada pela TPS (medida)
$v'_p(t)$	Tensão aplicada ao filtro de <i>slew rate</i>
V_{1j}	Tensão de barramento da célula j
V_2	Tensão de barramento do amplificador de correção
$v_{ab}(t)$	Tensão aplicada ao filtro passa-baixas
V_{bias}	Tensão de polarização
$v_c(t)$	Tensão sintetizada pelo amplificador de correção
$v_{c,max}$	Tensão máxima do amplificador de correção
$v_{c,ref}(t)$	Sinal de referência para o amplificador de correção
$v_{c,RP}(t)$	Tensão sintetizada pelo amplificador de correção em regime permanente
V_{ccj}	Tensão de barramento da célula j
V_{cc2}	Tensão de barramento do amplificador de correção
$V_{cc2,min}$	Tensão de barramento mínima do amplificador de correção
\bar{V}_{ccj}	Tensão de barramento normalizada da célula j
V_f	Queda de tensão direta de um diodo semicondutor
V_{in}	Tensão de alimentação do conversor CC-CC
V_{j+}	Tensão positiva j de barramento na configuração paralela

Lista de Símbolos

V_{j-}	Tensão negativa j de barramento na configuração paralela
$v_o(t)$	Tensão de saída
$v_{o,max}$	Tensão máxima de saída
$v_{o(sense)}(t)$	Tensão de saída (medida)
$v_p(t)$	Tensão sintetizada pelo amplificador principal
$v_{p,degrau}(t)$	Resposta do filtro passa-baixas a um degrau de tensão
$v_{p,pk}$	Pico da tensão sintetizada pelo amplificador principal
$v_{p,R}(s)$	Tensão sintetizada pelo amplificador principal com carga resistiva
$v_{p,ripple}(t)$	Ondulação da tensão do amplificador principal
$v_{pj}(t)$	Tensão sintetizada pela célula j
$v_{pri}(t)$	Tensão sintetizada no primário do conversor CC-CC
$v_{ref}(t)$	Sinal de referência
$v_{ref,pk}$	Pico do sinal de referência
$v_{ref,rms}$	Valor eficaz do sinal de referência
$v_{ref}^*(t)$	Sinal de referência proveniente do conversor D/A
$v_{sec}(t)$	Tensão sintetizada no secundário do conversor CC-CC
$v_{T_j}(t)$	Tensão sobre o transistor j
X_{C_r}	Reatância capacitiva de C_r
X_{L_r}	Reatância indutiva de L_r
Z	Impedância de carga
Z_{cc}	Impedância de saída do conversor CC-CC
Z_n	Impedância natural do filtro passa-baixas
$Z_p(s)$	Impedância de saída do filtro passa-baixas
Z_r	Impedância do tanque ressonante do conversor CC-CC
Δi_L	Ondulação de corrente por L
$\Delta i_{L,pp}$	Ondulação de corrente pico-a-pico por L
$\Delta i_{L,ripple,k}(t)$	Ondulação de corrente no setor de tensão k
$\Delta i_{L,ripple,max}$	Ondulação de corrente máxima
$\Delta v_{p,fase,max}$	Distorção máxima introduzida filtro passa-baixas
$\Delta v_{p,pert}(t)$	Varição em v_p decorrente de uma perturbação de carga
$\Delta v_{p,pert,max}$	Varição máxima em v_p decorrente de uma perturbação de carga
$\Delta v_{p,ripple,k}(t)$	Ondulação de tensão no setor de tensão k
$\Delta v_{p,ripple,max}$	Ondulação máxima de tensão
η_{Cell}	Rendimento estimado de uma célula

Lista de Símbolos

η_{Tr}	Rendimento estimado do transformador
ω	Frequência angular do sinal de referência
ω_{pj}	Frequência angular do polo j
ϕ	Defasagem introduzida pelo filtro passa-baixas
φ	Defasagem entre a tensão e corrente de saída na configuração envelope
Ψ_j	Nível de comparação j
σ_n	Máximo nível de tensão normalizado
θ	Ponto de máxima distorção em $v_p(t)$
Θ	Defasagem entre os harmônicos fundamentais de tensão e corrente
ζ	Coeficiente de amortecimento do filtro passa-baixas

SUMÁRIO

1	Introdução	p. 30
1.1	Considerações gerais	p. 30
1.2	Fontes CA de potência	p. 31
1.2.1	Tecnologias	p. 32
1.2.2	Aplicações	p. 34
1.2.2.1	Emulação da rede elétrica de alimentação	p. 34
1.2.2.2	Alimentação de máquinas para ensaios de vibração	p. 37
1.2.2.3	Ensaio de equipamentos eletrônicos para aviação	p. 38
1.3	Escopo da Tese	p. 40
1.4	Delimitação do tema	p. 42
1.5	Revisão do estado da técnica	p. 42
1.6	Hipóteses	p. 43
1.7	Objetivos	p. 44
1.8	Organização da Tese	p. 44
2	Revisão bibliográfica	p. 46
2.1	Considerações gerais	p. 46
2.2	Topologias híbridas	p. 47
2.2.1	Configuração envelope	p. 50
2.2.1.1	Principais topologias	p. 52
2.2.1.2	Principais técnicas de controle	p. 55
2.2.1.3	Análise por simulação	p. 56

2.2.2	Configuração paralela	p. 57
2.2.2.1	Principais topologias	p. 60
2.2.2.2	Principais técnicas de controle	p. 63
2.2.2.3	Análise por simulação	p. 65
2.2.3	Configuração série	p. 67
2.2.3.1	Principais topologias	p. 69
2.2.3.2	Principais técnicas de controle	p. 74
2.2.3.3	Análise por simulação	p. 76
2.3	Análise qualitativa	p. 77
2.4	Sumário	p. 80
3	Conexão série de um inversor multiníveis PWM e um LPA	p. 82
3.1	Considerações gerais	p. 82
3.2	Topologia proposta	p. 83
3.3	Análise da topologia proposta	p. 85
3.3.1	Amplificador principal	p. 86
3.3.1.1	Ondulação de corrente	p. 86
3.3.1.2	Ondulação de tensão	p. 88
3.3.1.3	Sub/sobretensão	p. 89
3.3.1.4	Atenuação e fase	p. 91
3.3.1.5	Perdas em condução	p. 93
3.3.2	Amplificador de correção	p. 97
3.3.2.1	Capacidade de compensação	p. 97
3.3.2.2	Perdas em condução	p. 97
3.3.3	Estratégia de controle	p. 100
3.4	Metodologia de projeto	p. 102
3.4.1	Amplificadores principal e de correção	p. 102

3.4.2	Estratégia de controle	p. 106
3.4.3	Exemplo de projeto	p. 107
3.5	Resultados experimentais	p. 108
3.6	Conclusão	p. 120
4	Conexão série de um inversor multiníveis modulado em baixa frequência e um LPA	p. 122
4.1	Considerações gerais	p. 122
4.2	Topologia proposta	p. 123
4.3	Análise da topologia proposta	p. 125
4.3.1	Princípio de operação do amplificador principal	p. 125
4.3.2	Estratégia de modulação	p. 127
4.3.3	Definição das tensões dos amplificadores principal e de correção .	p. 129
4.3.4	Perdas em condução no amplificador de correção	p. 130
4.3.5	Filtro passa-baixas para limitação do dv_p/dt	p. 133
4.3.5.1	Definição da frequência natural de ressonância	p. 134
4.3.5.2	Seleção de L e C	p. 137
4.3.5.3	Circuito de amortecimento passivo	p. 137
4.3.6	Estratégia de controle	p. 138
4.4	Metodologia de projeto	p. 139
4.4.1	Amplificador principal	p. 139
4.4.1.1	Definição do número de níveis	p. 140
4.4.1.2	Definição da simetria e das fontes CC	p. 140
4.4.1.3	Filtro passa-baixas para limitação do dv_p/dt	p. 140
4.4.2	Amplificador de correção	p. 141
4.4.3	Estratégia de controle	p. 141
4.4.4	Exemplo de projeto	p. 142

4.5	Resultados experimentais	p. 143
4.6	Conclusão	p. 151
5	Conclusão	p. 154
5.1	Contribuições da Tese	p. 156
5.2	Proposta de continuidade	p. 157
5.3	Publicações	p. 157
	Referências	p. 159
	Apêndice A – Comportamento das configurações série e paralela operando com controle em malha fechada	p. 165
A.1	Considerações gerais	p. 165
A.2	Funções de transferência da configuração paralela	p. 166
A.3	Funções de transferência da configuração série	p. 167
	Apêndice B – Implementação das fontes isoladas do inversor multiníveis	p. 168
B.1	Considerações gerais	p. 168
B.2	Revisão bibliográfica	p. 168
B.3	Conversor CC-CC série-ressonante bidirecional	p. 170
B.3.1	Determinação do ganho estático	p. 171
B.3.2	Análise da impedância de saída	p. 177
B.3.2.1	Obtenção da impedância de saída	p. 177
B.3.2.2	Minimização da impedância de saída	p. 178
B.3.2.3	Contribuição das não-idealidades dos dispositivos à impedância de saída	p. 179
B.4	Projeto físico do conversor	p. 182
B.4.1	Projeto do transformador	p. 182

B.4.2	Projeto do tanque ressonante	p. 184
B.4.2.1	Determinação de L_r , $C_{r,eq}$ e R_r previamente à sintonia do tanque ressonante	p. 184
B.4.2.2	Ajuste da frequência natural de ressonância	p. 187
B.5	Resultados experimentais	p. 188
B.6	Conclusão	p. 191
Anexo A - Protótipo implementado		p. 192
A.1	Considerações gerais	p. 192
A.2	Detalhes construtivos do protótipo	p. 192

1 INTRODUÇÃO

“Se você quer algo que nunca teve, deverá fazer algo que nunca fez.”

Margaret Reeves

1.1 Considerações gerais

De modo geral, a Eletrônica de Potência é uma ciência aplicada voltada ao processamento da energia elétrica através de conversores estáticos, adequando-a a uma dada aplicação, como, por exemplo, a retificação de corrente alternada (CA) para corrente contínua (CC), inversão de CC para CA, conversão de frequência, conversão de amplitude, entre outras. O contínuo desenvolvimento tecnológico dos dispositivos semicondutores em termos de dinâmica (possibilidade de bloqueio e redução dos tempos de comutação) e rendimento (redução das perdas de chaveamento e condução) possibilitou, nos últimos anos, o emprego de conversores estáticos em áreas completamente novas.

Assim, o avanço tecnológico aliado à redução do custo relativo à produção dos equipamentos eletroeletrônicos e o aumento da confiabilidade de tais sistemas propiciaram seu emprego nos mais diversos ramos. Alguns exemplos são o controle de velocidade de máquinas elétricas por inversores de frequência (*Variable Frequency Drives* — VFDs), sistemas eletrônicos de iluminação, sistemas autônomos de gerenciamento e distribuição de energia elétrica em meios de transporte de massa, como trens, metrô e aeronaves, entre outros. De modo geral, tais equipamentos, quando ligados à rede de alimentação, apresentam característica não-linear (devido ao seu estágio de entrada), que acarretam injeção de componentes harmônicos de corrente. Logo, como a rede apresenta uma impedância finita, além do aumento da energia reativa circulante (que demanda um sobre-dimensionamento dos condutores, por exemplo), problemas como flutuações de tensão, sub/sobretensões,

variações de frequência e distorção harmônica na forma de onda de tensão podem ocorrer, contribuindo à degradação da qualidade da energia. Esses fenômenos podem se tornar cada vez mais frequentes com a proliferação do uso de conversores estáticos conectados à rede elétrica.

Salienta-se, porém, que a presença de distorções na forma de onda de tensão de alimentação dos equipamentos conectados à rede não implica, necessariamente, que estes não possam operar adequadamente, dependendo basicamente da sua susceptibilidade a tais distorções. Logo, organizações internacionais, como a *American National Standard Institute* (ANSI) e a *International Electrotechnical Commission* (IEC), estabeleceram tanto limites para a injeção de harmônicos na rede elétrica de alimentação, quanto condições de testes de susceptibilidade para os equipamentos eletroeletrônicos (STEFANELLO, 2006).

Nesse contexto, fontes CA de potência (*AC Power Sources* — ACPSs) são equipamentos adequados à realização de ensaios de susceptibilidade de equipamentos eletroeletrônicos. Uma ACPS deve possuir a capacidade de sintetizar formas de onda de tensão contendo, por exemplo, componentes harmônicos, variações de amplitude, variações de frequência, desequilíbrios (no caso de sistemas polifásicos), entre outras distorções, de acordo com normas ou recomendações de ensaio específicas à aplicação a que se destina. Assim, o equipamento sob teste (*Device Under Test* — DUT) é alimentado pela ACPS (que pode apresentar um sistema supervisorio, onde o usuário pode escolher as especificações do ensaio), a qual possui potencial de emular condições anormais pré-definidas na alimentação do equipamento, conforme representado na Figura 1.



Figura 1: Aplicação de fontes CA de potência.

1.2 Fontes CA de potência

A seguir, realiza-se uma breve descrição das principais tecnologias de ACPS presentes na literatura. Além disso, apresenta-se alguns exemplos de aplicações de ACPSs, buscando

ilustrar sua grande flexibilidade e as exigências de desempenho requeridas por determinada aplicação.

1.2.1 Tecnologias

Uma ACPS é composta de vários estágios de processamento de energia (estágios de entrada, isolamento, amplificação, saída, etc.), cuja configuração pode variar em função da aplicação. Por exemplo, o estágio de entrada pode ser composto de um retificador não-controlado ou um circuito de correção do fator de potência. Além disso, a ACPS pode apresentar um estágio de isolamento, que pode ser implementado em alta-frequência ou em baixa frequência (através de um transformador de entrada ou de saída).

De qualquer modo, apesar da grande variedade de possibilidades de implementação de uma ACPS, basicamente todos os produtos comerciais atuais podem ser classificados em dois grandes grupos, diferenciando-se, principalmente, pelo modo de operação do estágio amplificador da ACPS: linear ou chaveado.

A amplificação linear de sinais remete ao surgimento da válvula triodo (FOREST, 1908) no início do século XX. Já na década de 1930, amplificadores lineares de potência (*Linear Power Amplifiers* — LPAs) pertencentes às classes A e B (que diferem, essencialmente, pela característica de polarização do estágio de saída (SELF, 2009)) foram intensamente pesquisados (NELSON, 1933) e (NOTTINGHAM, 1941) e a substituição da válvula por transistores foi natural a partir do desenvolvimento desse dispositivo semicondutor, no final da década de 1940 (BOYLESTAD; NASHESKY, 1999). O conceito de um LPA é representado genericamente na Figura 2 (a). Conforme se observa, existe um circuito de polarização, representado pelas fontes de tensão V_{cc} , que mantém, no caso da figura, os transistores do estágio de saída operando na região linear. O principal problema relacionado à amplificação linear diz respeito ao rendimento do sistema: pode-se demonstrar que, no melhor caso, o rendimento é de 50% para amplificadores Classe-A e de 78,5% para amplificadores Classe-B (VASIC et al., 2010a).

Em oposição à operação linear, os transistores podem operar nas regiões de corte e saturação, em que, idealmente, as perdas de condução são nulas. Esse conceito é a base da operação dos amplificadores chaveados (também denominados de amplificadores Classe-D ou *Switch-Mode Power Amplifiers* — SMPAs). Apesar do emprego de conversores chaveados na amplificação de sinais remeter à década de 1950 (ETTINGER; COOPER, 1959), apenas com o advento de dispositivos semicondutores com capacidade de operação em altas frequências de chaveamento (dezenas a centenas de *quilohertz*), os SMPAs

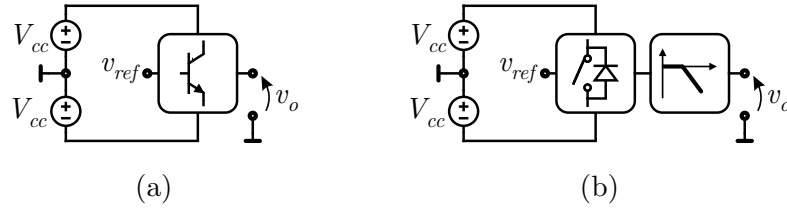


Figura 2: Classificação do estágio amplificador das ACPSs. (a) Linear. (b) Chaveado.

tornaram-se comercialmente competitivos e são hoje amplamente comercializados (DIVAN, 1991). O conceito de um amplificador baseado na comutação de chaves semicondutoras é representado na Figura 2 (b). Como é possível observar, após o circuito amplificador (composto por chaves semicondutoras operando em altas frequências de comutação), existe a necessidade da inserção de filtros passivos para atenuar a amplitude dos harmônicos de chaveamento provenientes da técnica de modulação empregada.

O desempenho dos SMPAs é limitado, principalmente, pela máxima frequência de chaveamento empregada, uma vez que, de modo geral, a elevação da frequência de chaveamento permite a redução do volume associado aos filtros passivos e a consequente elevação da banda-passante de controle do amplificador, porém acarreta a elevação das perdas de chaveamento. Nesse sentido, alguns trabalhos propõem o emprego de técnicas de comutação suave (*soft-switching*) em oposição à comutação dissipativa (*hard-switching*), permitindo, desse modo, a elevação da frequência de chaveamento sem comprometer o rendimento do conversor (CHEN; LIAW, 1999) e (VINCENZI et al., 2008). Por outro lado, essa solução implica o aumento da complexidade do sistema e a consequente redução da robustez, principalmente quando dispositivos semicondutores ativos adicionais são requeridos.

Esforços no sentido de aprimorar a resposta dinâmica dos SMPAs têm sido despendidos na área de controle. Por exemplo, a técnica de controle ótimo, como o controlador linear quadrático (*Linear Quadratic Regulator* — LQR), foi empregada por Montagner, Carati e Grundling (2003) no estágio amplificador de uma ACPS. Já Tzou et al. (1997) propõem o emprego de um controlador repetitivo (*Repetitive Control*) para eliminar o erro em regime permanente na alimentação de cargas com distúrbios periódicos. Adicionalmente, um controlador por modos deslizantes (*Slide-Mode Control*) é proposto por Low (1998). Outro exemplo é o controlador adaptativo robusto por modelo de referência (*Robust Model Reference Adaptive Control* — RMRAC), empregado em uma ACPS por Carati et al. (2001), com a intenção de minimizar as distorções provocadas por dinâmicas não modeladas da planta (como variações de carga e/ou cargas não-lineares). Entretanto, cabe ressaltar que, principalmente no que se refere a transitórios de carga, o desempenho

de todas as técnicas de controle mencionadas previamente esbarram em uma restrição semelhante: a banda-passante do sistema de controle, que é diretamente limitada pela frequência de chaveamento do amplificador. Logo, conclui-se que, mesmo com todos os esforços despendidos na pesquisa por técnicas de controle que aprimorem o desempenho de uma ACPS, o principal fator limitante reside no *hardware* empregado na implementação de seu estágio amplificador.

Uma proposta razoavelmente nova, no campo de amplificação de sinais, diz respeito às topologias híbridas (*Hybrid Power Amplifiers* — HPAs), cujo conceito foi sistematizado por Yundt (1986). Em resumo, as topologias híbridas, compostas pela associação de um LPA com um SMPA, foram propostas buscando aliar a qualidade da forma de onda gerada pelo primeiro com o rendimento proporcionado pelo segundo. O mérito das topologias híbridas reside em delegar ao SMPA o processamento da parcela mais significativa da energia (maiores níveis de tensão e/ou corrente), enquanto que o LPA é encarregado de compensar a diferença entre o sinal de referência e a forma de onda sintetizada pelo amplificador chaveado, proporcionando, assim, alta fidelidade e alta banda-passante à forma de onda de saída ACPS.

1.2.2 Aplicações

Dentre as diversas aplicações das ACPSs, estas têm sido amplamente utilizadas na indústria, em laboratórios de certificação e em centros de pesquisa para emular a forma de onda de tensão fornecida pela rede elétrica de alimentação, possibilitando a avaliação do desempenho de equipamentos eletrônicos sob condições anormais de operação, como faltas e distorções. Devido a essa demanda, diversas empresas nacionais e, principalmente, internacionais desenvolvem soluções nessa linha.

Nesse sentido, a seguir serão apresentadas algumas aplicações em ordem crescente de exigência em relação ao desempenho da ACPS.

1.2.2.1 Emulação da rede elétrica de alimentação

Um dos maiores nichos de aplicação de ACPSs reside na emulação da rede elétrica de alimentação (possibilitando a inclusão de distúrbios como flutuações de tensão, sub/sobretensões, variações de frequência e distorção harmônica na forma de onda de tensão) para ensaios de susceptibilidade de equipamentos eletroeletrônicos.

De modo a ilustrar essa aplicação, na Tabela 1 são apresentadas as especificações de ensaio definidas pela norma IEC 61000-4-11 referentes à susceptibilidade de equipamentos eletroeletrônicos a afundamentos de tensão na rede elétrica de alimentação.

Conforme se observa na Tabela 1, são definidos intervalos de tempo nos quais o equipamento, alimentado pela ACPS, deve continuar em operação sob tensão reduzida. Segundo a norma IEC 61000-4-11, cada nível de afundamento definido na Tabela 1 pode ser executado individualmente. Nesse contexto, um exemplo de ensaio de afundamento de tensão conforme a norma IEC 61000-4-11 é representado na Figura 3, na qual a tensão U_T é reduzida a 40% de seu valor nominal por 10 ciclos de rede em 50 Hz, ou 12 ciclos de rede em 60 Hz — conforme ensaio para a “Classe 3” definido na Tabela 1. Salienta-se que U_T é o nível de tensão eficaz nominal de operação do equipamento sob teste.

Tabela 1: Ensaio de afundamentos de tensão na rede elétrica de alimentação (IEC 61000-4-11, 2005).

Classes	Duração e nível do ensaio de afundamentos de tensão (50/60 Hz)				
Classe 1	Análise em função das especificações de cada equipamento				
Classe 2	0% por 1/2 per.	0% por 1 per.	70% por 25/30 ¹ períodos		
Classe 3	100% por 1/2 per.	100% por 1 per.	40% por 10/12 per.	70% por 25/30 per.	80% por 250/300 per.

¹ “25/30 per.” significa 25 períodos para ensaios a 50 Hz e 30 períodos para ensaios a 60 Hz.

A norma IEC 61000-4-11 também define as especificações de desempenho mínimas para a ACPS empregada nos ensaios de susceptibilidade de equipamentos eletroeletrônicos conectados à rede elétrica. Por exemplo, na Tabela 2 são resumidas as principais especificações relativas à regulação de tensão, a sobretensões em transitórios de carga ou a variações de referência, à máxima impedância de saída e aos tempos de subida e/ou descida para variações bruscas de tensão.

Tabela 2: Principais especificações da ACPS conforme (IEC 61000-4-11, 2005).

Parâmetro	Especificação
Regulação de tensão	<5% de U_T (100% de saída, 0 a 16 A) <5% de U_T (80% de saída, 0 a 20 A ¹) <5% de U_T (70% de saída, 0 a 23 A ¹) <5% de U_T (40% de saída, 0 a 40 A ¹)
Máximo pico em transitórios de tensão ²	<5% de U_T
Máximo tempo de subida (t_r) e/ou descida (t_f) para uma variação brusca de tensão ²	1 a 5 μ s
Máxima impedância de saída ²	(0, 4 + j0, 25) Ω

¹ Níveis de corrente suportados por 3 s.

² Para uma carga de 100 Ω .

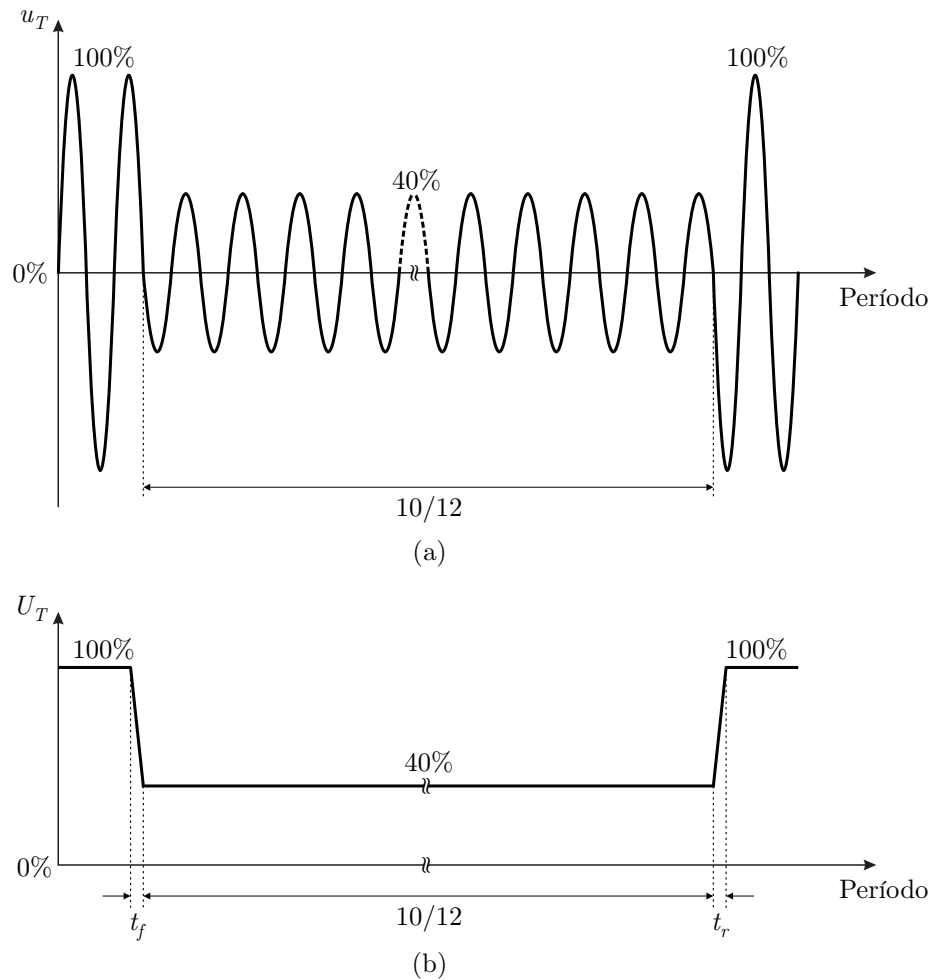


Figura 3: Exemplo de ensaio de afundamento de tensão para a “Classe 3” conforme (IEC 61000-4-11, 2005). (a) Forma de onda instantânea de tensão para um afundamento a 40% por 10 períodos de 50 Hz (12 períodos de 60 Hz). (b) Valor eficaz da forma de onda de tensão para um afundamento a 40% por 10 períodos de 50 Hz (12 períodos de 60 Hz).

De modo geral, os ensaios definidos na norma IEC 61000-4-11, bem como as especificações mínimas requeridas à ACPS não são tão restritivos — por exemplo, exigindo harmônicos de ordem elevada e/ou reduzidas taxas de distorção harmônica (inferior a 3% na faixa de frequências de operação da maioria das fontes comerciais). Assim, há diversos fabricantes produzindo e comercializando, tanto ACPSs empregando estágios amplificadores lineares, quanto chaveados que atendem à referida norma. Se por um lado ACPSs empregando amplificadores lineares podem apresentar melhor resposta dinâmica, além de representarem uma tecnologia profundamente consolidada, por outro, ACPSs empregando amplificadores chaveados apresentam maior rendimento e densidade de potência, cabendo ao cliente a decisão sobre qual tecnologia atende melhor suas necessidades. Salienta-se que, na maioria dos casos onde um estágio linear de amplificação é empregado, a aplicação requer que a ACPS forneça a potência nominal em toda a faixa de frequência de operação (condição que resulta no maior rendimento).

1.2.2.2 Alimentação de máquinas para ensaios de vibração

Esta aplicação refere-se ao ensaio de vibração de peças e equipamentos. Nesse tipo de ensaio o DUT é fixado sobre uma mesa vibratória, sendo esta acionada por uma ACPS. Esse tipo de ensaio é muito comum na indústria automotiva, aeroespacial, eletrônica, entre outras, e visa examinar os efeitos que a excitação mecânica de longa duração pode exercer no funcionamento do equipamento.

Amplificadores desenvolvidos para o acionamento de vibradores eletrodinâmicos têm por finalidade suprir potência para o enrolamento da armadura da máquina, seguindo o sinal de referência gerado pela plataforma de controle de vibrações (DELLA FLORA, 2009).

Conforme Della Flora (2009), uma vez operando como atuador no sistema de controle de aceleração, o amplificador deve possuir capacidade de sintetizar formas de onda de tensão ou corrente alternadas com ampla faixa dinâmica e em uma ampla faixa de frequências compatíveis com o ensaio de vibração. Pode-se citar como requisitos de desempenho uma reduzida taxa de distorção harmônica total, elevada relação sinal-ruído, alto rendimento, alta densidade de potência (que pode não ser um fator limitante, dependendo a aplicação) e baixo nível de emissão de ruído eletromagnético. Via de regra, esses fatores influenciam a confiabilidade dos resultados do ensaio e no uso racional da energia elétrica.

Segundo Stefanello (2006), a norma ANSI/ASAE EP455, referente ao ensaio de vibração para equipamentos agrícolas, estabelece os seguintes ensaios:

- Ensaio senoidal com varredura linear ou logarítmica de frequência de 10 Hz a 2 kHz;
- Ensaio senoidal com frequência e amplitude randômicas;
- Busca e excitação dos pontos de ressonância do DUT;
- Ensaio com deslocamento controlado de 10 Hz à 55 Hz.

Apesar das normas relativas a ensaios de vibração não definirem explicitamente índices de desempenho para a ACPS empregada no acionamento do vibrador eletrodinâmico, observa-se, a partir dos ensaios definidos pela norma ANSI/ASAE EP455, que a faixa de frequências a ser sintetizada é relativamente ampla (10 Hz a 2 kHz) e, em função da característica indeterminada da carga (com vales de impedância nas frequências de ressonância), o desempenho dinâmico deve ser elevado. Nesse sentido, as soluções comerciais para baixas potências (inferior a 1 kVA) são, normalmente, lineares, ao passo que para altas potências (até 470 kVA), amplificadores chaveados são empregados sob pena de limitar o desempenho dinâmico.

1.2.2.3 Ensaio de equipamentos eletrônicos para aviação

Na época do surgimento da indústria da aviação, as aeronaves possuíam poucas cargas que demandassem alimentação elétrica. Usualmente, baterias de pequena capacidade eram empregadas, por exemplo, na alimentação de equipamentos de comunicação (SAID, 2011). A necessidade de aumento da confiabilidade dos sistemas de aviação, cuja implicação direta é a segurança do voo, aliado ao conforto requerido pelo mercado, impulsionou o uso de equipamentos elétricos e eletrônicos em aeronaves. Nesse contexto, o grande desenvolvimento da Eletrônica de Potência nas últimas décadas, especialmente em termos de densidade de potência e confiabilidade, possibilitou o emprego de conversores eletrônicos na área da aviação, gerando um movimento denominado de “*More Electric Aircrafts*” (RO-SERO et al., 2007). Atualmente, aeronaves de grande porte requerem dezenas de *megawatts* de potência e empregam sistemas autônomos de geração, gerenciamento e distribuição de energia, alimentando sistemas críticos (SAID, 2011).

Conforme Said (2011), os sistemas elétricos primários na área de aviação são normalmente compostos por geradores trifásicos em CA, com frequência fixa de 400 Hz ou variável entre 400 e 800 Hz. Os sistemas secundários, responsáveis pela distribuição da energia, normalmente operam em CA com tensão eficaz de 115 V, ou CC com tensão de 28 V. Como a maioria das cargas eletrônicas opera em 28 V CC — muitas delas de alta confiabilidade —, o sistema secundário de distribuição tornou-se um dos mais sofisticados na área da aviação. Outros níveis de tensão, como 270 V CC, obtido pela retificação multipulsos do sistema trifásico em CA, são também usuais, principalmente, em conversores empregados no controle de velocidade de motores (SAID, 2011).

O conjunto de normas MIL-STD-704 define várias características elétricas de fontes de alimentação CA e CC, na área de aviação. A norma MIL-STD-704F (2004) não faz mais distinção entre equipamentos para uso militar ou civil. Essa norma define especificações de tensão, frequência, fase, fator de potência, ondulação de tensão, níveis máximos de corrente, ruído eletromagnético e condições anormais de operação (sub/sobre tensões). Buscando verificar a conformidade dos equipamentos eletrônicos empregados na aviação com a norma MIL-STD-704F, procedimentos de teste são definidos pelo conjunto de recomendações MIL-HDBK-704.

A seguir são apresentadas alguns procedimentos de teste, procurando evidenciar as exigências sobre a ACPS empregada na alimentação do DUT.

Na Tabela 3, são definidas condições teste para o ensaio de equipamentos alimentados em 115 V @ 400 Hz sujeitos a uma forma de onda com alto conteúdo harmônico.

Conforme se observa na Tabela 3, uma forma de onda contendo até o 15º harmônico de tensão (que equivale a 6 kHz para o harmônico fundamental em 400 Hz) deve ser sintetizada pela ACPS. Outro exemplo refere-se ao ensaio de susceptibilidade à ondulação de tensão para equipamentos alimentados em 270 V CC. Os dados referentes a esse ensaio são apresentados na Tabela 4. Conforme se observa, na condição mais restritiva (condição B), uma ondulação de tensão de frequência de até 16,8 kHz deve ser sobreposta pela ACPS ao nível de 270 V CC.

Tabela 3: Ensaio de distorção harmônica total para equipamentos de aviação alimentados em 115 V @ 400 Hz (MIL-HDBK-704-2, 2004).

Ordem do Harmônico	Porcentagem do harmônico fundamental	
	MIL-SDT-704 A	MIL-SDT-704 B a F
Fundamental	100%	100%
2º	0,00%	0,00%
3º	5,00%	2,75%
4º	0,00%	0,00%
5º	4,12%	2,75%
6º	0,00%	0,00%
7º	2,94%	1,97%
8º	0,00%	0,00%
9º	2,29%	1,53%
10º	0,00%	0,00%
11º	1,87%	1,25%
12º	0,00%	0,00%
13º	1,58%	1,06%
14º	0,00%	0,00%
15º	1,37%	0,92%

Tabela 4: Ensaio de ondulação de tensão para equipamentos de aviação alimentados em corrente-contínua com tensão de 270 V (MIL-HDBK-704-7, 2004).

Condição de Teste	Frequência	Tensão eficaz
		MIL-SDT-704 B a F
A	1200 Hz	3,16 V
	2400 Hz	0,96 V
	3600 Hz	1,56 V
	4800 Hz	0,48 V
	6000 Hz	0,78 V
	7200 Hz	0,24 V
	8400 Hz	0,36 V
	B	2400 Hz
4800 Hz		0,96 V
7200 Hz		1,56 V
9600 Hz		0,48 V
12000 Hz		0,78 V
14400 Hz		0,24 V
	16800 Hz	0,36 V

Ensaios de transientes de tensão para equipamentos de aviação, alimentados em corrente-contínua com tensão de 270 V, são também definidos na recomendação MIL-HDBK-704-7. Na Tabela 5, são resumidas as recomendações para ensaios de transientes combinados (uma subtensão seguida de uma sobretensão abrupta). Já na Figura 4, são apresentadas as recomendações para ensaios de transientes repetitivos, cujo intervalo é definido na Figura 4 (a) e os níveis de tensão são detalhados na Figura 4 (b).

Tabela 5: Ensaio de transientes de tensão para equipamentos de aviação alimentados em corrente-contínua com tensão de 270 V (MIL-HDBK-704-7, 2004).

Condição de Teste	Tensão em regime permanente	Tempo de transição (regime para transiente)	Nível de tensão transiente	Duração do nível de tensão transiente	Tempo de transição (transiente para regime)
Transiente combinado (MIL-STD-704 B a D)					
U	280 V	< 1 ms	125 V	10 ms	< 1 ms
		< 1 ms	475 V	10 ms	40 ms
V	250 V	< 1 ms	125 V	10 ms	< 1 ms
		< 1 ms	475 V	10 ms	44 ms
Transiente combinado (MIL-STD-704 E e F)					
QQ	280 V	< 1 ms	200 V	10 ms	< 1 ms
		< 1 ms	330 V	20 ms	20 ms
RR	250 V	< 1 ms	200 V	10 ms	< 1 ms
		< 1 ms	330 V	20 ms	22 ms

Diferentemente dos casos anteriores, o principal aspecto referente aos ensaios de transientes de tensão não diz respeito à dinâmica requerida à ACPS (cujo tempo de resposta deve ser apenas inferior a 1 ms), mas à amplitude máxima dos transientes de tensão (475 V ou 330 V para o ensaio de transiente combinado, conforme a Tabela 5, e 315 V para o ensaio de transiente repetitivo, conforme Figura 4 (b)), normalmente superior ao pico da forma de onda de tensão da rede de alimentação (usualmente 127 V ou 220 V eficazes). Por consequência, a ACPS requer um estágio de ganho de tensão para que a amplitude da forma de onda de tensão sintetizada supere o nível de alimentação somado às quedas de tensão nos diferentes estágios de processamento de energia da ACPS.

1.3 Escopo da Tese

Amplificadores lineares de potência são frequentemente empregados na implementação de ACPSs, pois proporcionam formas de onda de alta fidelidade, além de apresentarem excelente resposta dinâmica, estabilidade e robustez. Infelizmente, LPAs apresentam re-

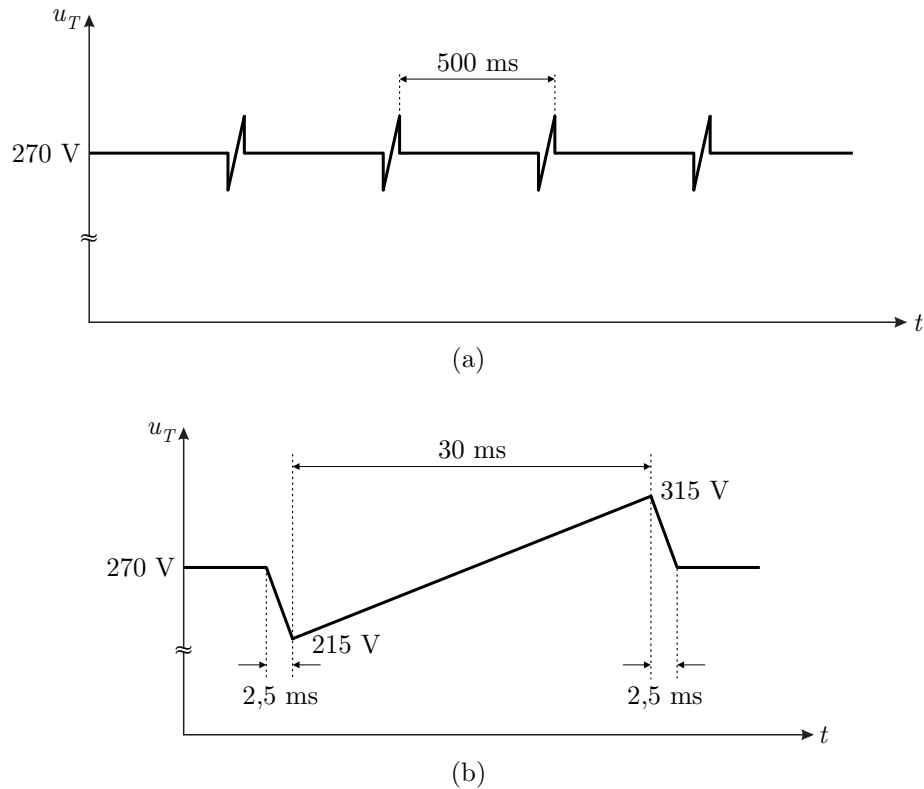


Figura 4: Ensaio de transientes repetitivos de tensão conforme (MIL-HDBK-704-7, 2004). (a) Aplicação de transientes de tensão igualmente espaçados no tempo. (b) Detalhe de um transiente de tensão.

duzido rendimento devido às altas perdas de condução observadas nos transistores de saída, demandando um grande volume de dissipadores e, por consequência, comprometendo a densidade de potência do equipamento. Por outro lado, o emprego de SMPAs proporciona um elevado rendimento, minimizando o peso e o custo da ACPS. Porém, conforme já exposto, SMPAs introduzem efeitos não desejados ao sistema. Assim, o emprego de SMPAs fica limitado a aplicações nas quais uma rápida resposta dinâmica não é o principal objetivo (em função das dinâmicas inseridas por seus filtros passivos).

Desse modo, buscando aliar a baixa distorção proporcionada pelos LPAs com o elevado rendimento proporcionado pelos SMPAs, topologias híbridas de amplificadores de potência têm recebido grande interesse recentemente, tanto pela academia quanto pela indústria. Conforme o nome sugere, um HPA é composto pela associação de um SMPA, operando como amplificador principal e fornecendo a parcela mais significativa de energia à carga, com um LPA operando como amplificador de correção e processando apenas uma pequena parcela da energia (YUNDT, 1986).

1.4 Delimitação do tema

A presente Tese tem por plano de fundo aplicações de ACPSs que requerem elevado desempenho dinâmico, como os ensaios de susceptibilidade de equipamentos de aviação, nos quais amplificadores lineares (em função de sua robustez, alta fidelidade e elevada resposta dinâmica) são normalmente a solução comercial.

Nesse contexto, o foco da presente Tese é o estudo e o desenvolvimento de topologias híbridas de amplificadores empregados em ACPSs, buscando torná-los competitivos no que diz respeito à resposta dinâmica, e superiores no que diz respeito ao rendimento, aos amplificadores lineares nos nichos de aplicação dominados por estes.

1.5 Revisão do estado da técnica

As topologias híbridas de amplificadores podem ser classificadas em configuração envelope, configuração paralela e configuração série, dependendo de como se implementa a conexão entre o LPA e o SMPA (YUNDT, 1986) e (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011). Apesar da configuração envelope (YOUSEFZADEH; ALARCON; MAKSIMOVIC, 2006) e (GONG; ERTL; KOLAR, 2006) possibilitar a redução da queda de tensão sobre os dispositivos semicondutores que operam na região linear e, por consequência, as perdas de condução associadas, o LPA (amplificador de correção) deve ser projetado para sustentar integralmente a tensão e a corrente fornecida à carga. Já na configuração paralela (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997) e (GINART et al., 2003), o amplificador de correção define a forma de onda de tensão fornecida à carga, enquanto que o amplificador principal fornece a parcela mais significativa da corrente de carga. Assim, ambas as configurações envelope e paralela são adequadas apenas a aplicações com baixas tensões (e.g., < 50 V) em função da dificuldade de projeto do amplificador de correção para altas tensões. A saber, a primeira é normalmente empregada em aplicações de baixa potência em rádio-frequência (operação em *megahertz*), enquanto que a segunda é usualmente encontrada em aplicações de áudio (operação em dezenas de *quilohertz*).

Em contraponto, a configuração série é especialmente adequada a aplicações com ACPS — em que níveis de tensão eficaz de até 630 V são usuais quando se deseja emular a rede elétrica de alimentação trifásica —, uma vez que o amplificador principal fornece aproximadamente a tensão nominal da carga enquanto o amplificador de correção é controlado para compensar apenas as não-idealidades existentes na forma de onda sintetizada pelo primeiro (ondulação, sub/sobre tensão, etc.). Especificamente nessa aplicação, al-

guns trabalhos têm demonstrado a viabilidade do emprego de conversores multiníveis na implementação do amplificador principal, como o inversor multiníveis com células ponte-completa conectadas em cascata (MUELLER; PARK, 1994) e (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011).

Como principais vantagens do emprego de conversores multiníveis, pode-se destacar a possibilidade da síntese de formas de onda de tensão de elevada amplitude mesmo empregando dispositivos semicondutores de baixa tensão, que usualmente podem operar com frequências elevadas. Além disso, existe a possibilidade de sintetizar formas de onda com reduzido conteúdo harmônico, se comparadas com as formas de onda obtidas a partir de topologias de inversores dois níveis, reduzindo o peso e o volume associados aos elementos de filtragem. Entretanto, como o emprego de modulação em baixa frequência é usual nessas aplicações, um grande número de níveis acaba sendo necessário para que os degraus na forma de onda de tensão sejam reduzidos, permitindo que um amplificador de correção de baixa tensão e baixa potência possa ser empregado. Desse modo, um grande número de dispositivos semicondutores (e circuitos isolados de acionamento — *gate-driver*) são necessários à implementação do amplificador principal (por exemplo, 36 chaves semicondutoras foram empregadas na topologia proposta por Gong, Hassler e Kolar (2011)), podendo comprometer a robustez e a confiabilidade do sistema. Obviamente, cabe ressaltar que robustez e confiabilidade também dependem das condições de operação dos componentes.

As principais topologias híbridas, atualmente empregadas em aplicações com ACPS, apresentam duas limitações fundamentais: (i) resposta dinâmica limitada pelo emprego de um filtro para atenuação de harmônicos de chaveamento, quando o amplificador principal é modulado, por exemplo, em largura de pulso (*Pulse-Width Modulation* — PWM); e (ii) emprego de um grande número de dispositivos semicondutores na implementação do amplificador principal, quando este é modulado em baixa frequência, comprometendo a confiabilidade e o custo do sistema.

1.6 Hipóteses

Para o desenvolvimento desta Tese são consideradas as seguintes hipóteses:

1. Através da associação de amplificadores chaveados e lineares em uma mesma estrutura, é possível a concepção de uma topologia híbrida que estabeleça um compro-

misso entre o alto rendimento característico dos primeiros com a alta fidelidade da forma de onda proporcionada pelos últimos;

2. É possível a concepção de uma topologia híbrida com menor número de semicondutores e com, pelo menos, o mesmo desempenho que as atualmente presentes na literatura.

1.7 Objetivos

Esta Tese apresenta como objetivo principal contribuir para o desenvolvimento de topologias de ACPS de alto desempenho (em termos de rendimento e fidelidade da forma de onda sintetizada), competitivas com amplificadores lineares nos campos de aplicação dominados por estes. Alguns desses campos foram discutidos na seção 1.2.2 e delimitados na seção 1.4, com especial atenção à aplicação no ensaio de equipamentos para aviação (seção 1.2.2.3).

Para tanto, requer-se: (i) realizar uma revisão detalhada de topologias de amplificadores híbridos, selecionando topologias chaveadas candidatas ao emprego como amplificador principal (que proporcionem a redução no número requerido de semicondutores); (ii) na ausência de uma topologia com as características desejadas, conceber, analisar e projetar uma topologia que empregue um circuito compacto como amplificador principal, sem, no entanto, comprometer o desempenho global do sistema; e (iii) considerando a concepção de uma topologia empregada no ensaio de equipamentos eletroeletrônicos, possibilitar a síntese de formas de onda com amplitude superior ao nível de alimentação da ACPS (considerações sobre essa característica foram identificadas na seção 1.2.2.3).

Cabe ressaltar que o campo de amplificadores de potência híbridos ainda é pouco explorado na literatura, principalmente pelo grande apelo comercial envolvido, o que faz com que uma parcela significativa dos avanços na área seja mantida em sigilo. Diante disso, vislumbra-se através deste trabalho tanto a possibilidade de contribuições científicas (em termos topológicos), quanto tecnológicas.

1.8 Organização da Tese

Esta Tese segue a seguinte organização:

No capítulo 2, é apresentada uma revisão bibliográfica acerca de amplificadores híbridos. As principais topologias e estratégias de controle de topologias híbridas nas configu-

rações envelope, paralela e série são explicitadas. Além disso, as vantagens e limitações de cada abordagem são discutidas, identificando os principais nichos de aplicação para cada caso.

No capítulo 3, é proposta uma topologia híbrida de fonte CA de potência implementada através da conexão série de um inversor multiníveis com células ponte completa em cascata, operando como amplificador principal, e um amplificador linear, operando como amplificador de correção. O inversor multiníveis é modulado em PWM, porém com as portadoras de cada célula em deslocamento de fase (modulação *phase-shift* PWM), resultando em uma frequência de saída múltipla do número de células. Desse modo, pelo aumento do número de células, pode-se elevar a frequência de corte do filtro passa-baixas encarregado de atenuar os harmônicos de chaveamento (para um mesmo conteúdo harmônico), reduzindo seu volume. Uma análise criteriosa do projeto do amplificador principal é realizada, como a seleção do número de células e dos parâmetros do filtro passa-baixas. Salienta-se que uma metodologia de projeto para o amplificador principal, considerando-se o impacto no desempenho do amplificador de correção, é proposta. Ainda, uma abordagem sobre a técnica de controle (modelagem e metodologia de projeto) é apresentada e a análise de estabilidade é realizada com base em técnicas clássicas de controle de processos. Por fim, resultados experimentais são apresentados para validar a topologia proposta.

No capítulo 4, é proposta uma segunda topologia híbrida de fonte CA de potência implementada através da conexão série de um inversor multiníveis (simétrico ou assimétrico) com células meia-ponte em cascata, operando como amplificador principal, e um amplificador linear, operando como amplificador de correção. Destaca-se que o inversor multiníveis, nesse caso, é modulado em baixa frequência. Uma metodologia de projeto para o amplificador principal, considerando o impacto no desempenho do amplificador de correção, também é proposta. A abordagem acerca da técnica de controle é discutida resumidamente, dada a semelhança à apresentada no capítulo 3. Resultados experimentais são apresentados para validar a topologia proposta.

Por fim, as conclusões desse trabalho, contemplando as principais contribuições ao estudo de fontes CA de potência (com destaque às topologias híbridas), bem como as propostas para a continuidade da pesquisa são apresentadas no capítulo 5.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

“O conhecimento é, com efeito, uma navegação num oceano de incerteza respingado de arquipélagos de certeza.”

Edgar Morin

2.1 Considerações gerais

Na literatura são encontradas inúmeras topologias de fontes CA de potência (*AC Power Source* — ACPS), com características de desempenho, como taxa de distorção da forma de onda sintetizada, resposta transitória, rendimento, entre outras, específicas para cada nicho de aplicação. De qualquer modo, as topologias de ACPS podem ser classificadas como linear (com transistores operando na região linear de condução), chaveada (com transistores operando em corte ou saturação) ou híbrida (associação de linear e chaveada).

Na presente Tese, apenas as topologias de ACPS que empregam amplificadores híbridos de potência (*Hybrid Power Amplifier* — HPA) são analisadas com maior detalhamento, uma vez que estas são configurações que naturalmente possibilitam o estabelecimento de um compromisso entre o rendimento e os demais parâmetros de desempenho. As fontes CA de potência que empregam amplificadores lineares, apesar da alta qualidade do sinal sintetizado, apresentam um reduzido rendimento pela natureza de operação do amplificador linear, restando pouca margem para redução de perdas. Por outro lado, amplificadores chaveados possibilitam rendimentos elevados, sob pena de uma reduzida banda-passante de controle e emissão de ruídos eletromagnéticos de alta-frequência, os quais podem culminar em interferência eletromagnética (*Electromagnetic Interference* — EMI) na interação com outros equipamentos.

Assim, a seguir são apresentadas as principais topologias híbridas de HPAs encontradas na literatura — as quais podem ser classificadas como configuração envelope, confi-

guração série e configuração paralela, dependendo do modo como se dá a associação entre os amplificadores linear e chaveado, conforme representado na Figura 5.

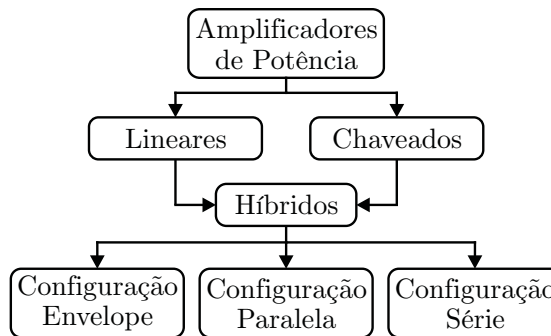


Figura 5: Classificação dos amplificadores de potência.

Além disso, no decorrer do capítulo, são realizadas simulações para algumas topologias de HPAs com o objetivo de destacar as principais características (positivas e negativas) de cada configuração. Os resultados de simulação são orientados à identificação de características específicas de operação e não tem por objetivo servir para a comparação entre topologias.

Cabe destacar que a revisão bibliográfica apresentada nesse capítulo foi parcialmente publicada em (BELTRAME et al., 2011c) e (BELTRAME et al., 2012).

2.2 Topologias híbridas

As topologias híbridas de amplificadores de potência, compostas pela associação de um amplificador linear (*Linear Power Amplifier* — LPA) com um amplificador chaveado (*Switch-Mode Power Amplifier* — SMPA), foram propostas buscando aliar a qualidade da forma de onda sintetizada pelo amplificador linear e o alto rendimento proporcionado pelo amplificador chaveado. O mérito das topologias híbridas reside em delegar ao amplificador chaveado o processamento da parcela mais significativa da energia (maiores níveis de tensão e/ou corrente), enquanto que o amplificador linear é encarregado de compensar a diferença entre o sinal de referência e a forma de onda sintetizada pelo amplificador chaveado, proporcionando, assim, alta qualidade e larga banda-passante à forma de onda de saída da ACPS.

Topologias híbridas representam uma proposta nova no campo de amplificadores eletrônicos. A ideia de associar estágios lineares e chaveados no mesmo conversor foi sistematizada por Yundt (1986), que postulou as seguintes propriedades que distinguem os amplificadores híbridos:

- As saídas dos amplificadores principal (SMPA) e de correção (LPA) podem ser conectadas em paralelo ou em série;
- Os amplificadores principal e de correção podem apresentar saída em corrente ou tensão;
- O amplificador principal pode ser controlado para fornecer a forma de onda de interesse na saída da ACPS (corrente ou tensão) ou para atuar na modificação da impedância de carga vista pelo amplificador de correção;
- Deve-se atentar para o fato de que duas fontes de tensão de valores diferentes não podem ser associadas em paralelo, assim como duas fontes de corrente de valores diferentes não podem ser associadas em série.

Essas quatro propriedades resultam nas topologias fundamentais representadas na Figura 6, subdivididas em “configuração série”, Figuras 6 (a) e (d), e “configuração paralela”, Figuras 6 (b) e (c). Tanto a configuração série quanto a configuração paralela podem apresentar saída em tensão, Figuras 6 (a) e (b), ou saída em corrente, Figuras 6 (c) e (d). As topologias das Figuras 6 (a) e (c) apresentam o mesmo princípio: o amplificador principal (chaveado) sintetiza a forma de onda desejada na saída da ACPS enquanto que o amplificador de correção (linear) atua na compensação das diferenças entre o sinal de referência e a forma de onda sintetizada pelo amplificador principal. Já com relação às topologias das Figuras 6 (b) e (d), enquanto que o amplificador de correção (linear) define a forma de onda desejada na saída da ACPS, o amplificador principal (chaveado) atua na redução da impedância de carga vista pelo primeiro. Geralmente os amplificadores principal e de correção representados na Figura 6 são interconectados através de elementos passivos, como uma impedância série (também denominada de impedância *shunt*), transformadores ou a combinação de ambos (YUNDT, 1986).

Salienta-se que a classificação proposta por Yundt (1986) não contempla o caso particular de HPA onde uma fonte chaveada — normalmente implementada por um conversor CC-CC — é responsável pelo controle da tensão do barramento CC do amplificador linear do estágio de saída. Assim, Gong (2009) expande a classificação, contemplando também esse último caso, chamado de “configuração envelope” e representado de modo ilustrativo na Figura 7, onde $v_+(t)$ e $v_-(t)$ são os níveis de tensão sintetizados por um conversor chaveado (denominado de fonte de rastreamento ou amplificador principal), e $v_{ref}(t)$ e $v_o(t)$ são, respectivamente, o sinal de referência e a forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador linear (amplificador de correção).

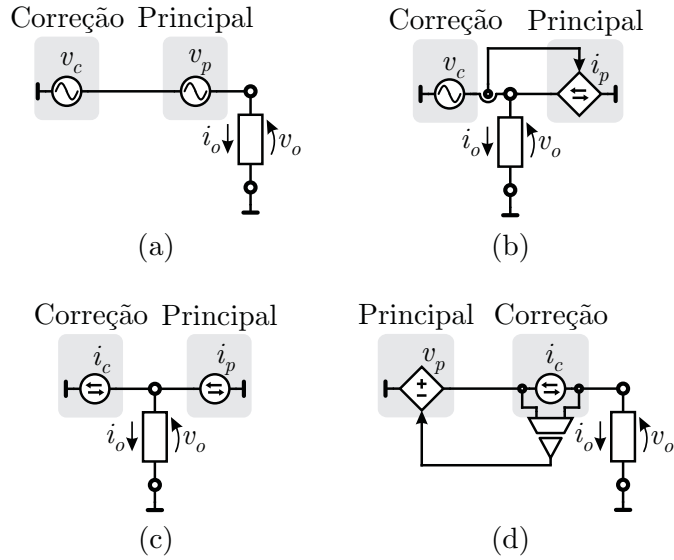


Figura 6: Topologias híbridas propostas por Yundt (1986). Configuração (a) série e (b) paralela para saída em tensão. Configuração (c) paralela e (d) série para saída em corrente.

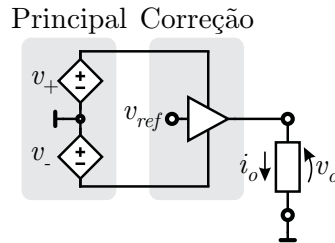


Figura 7: Representação da configuração envelope (GONG, 2009).

Idealmente, um conversor estático (empregando tecnologia linear ou chaveada) pode sintetizar uma forma de onda com frequência da ordem da banda-passante do conversor. Obviamente, existem implicações no emprego de uma referência com tal ordem de frequência: (i) erro de rastreamento devido à atenuação e à fase introduzida pelo conversor; e (ii) tempo de compensação de eventos transitórios (que causam distorção na forma de onda sintetizada) da ordem do período do sinal de referência. Por esse motivo, na grande maioria das aplicações, limita-se a frequência do sinal de referência a um valor muito aquém da banda-passante do conversor. Por exemplo, uma ACPS pode ser projetada para sintetizar uma forma de onda de tensão com frequência de 60 Hz, apesar de apresentar uma banda passante de dezenas de *quilohertz* (cujo valor máximo teórico em um SMPA, uma oitava abaixo da frequência de chaveamento, é determinado pelo Teorema da Amostragem de Nyquist). Assim, antes de dar início à revisão bibliográfica, dois conceitos importantes devem ser definidos para os HPAs:

- *Banda passante de potência*: é definida como a máxima frequência do sinal de referência a ser sintetizado pela ACPS; e

- *Banda passante de controle*: está relacionado à resposta dinâmica do sistema.

No caso de um HPA, onde propositalmente o desempenho dinâmico do amplificador principal (SMPA) é inferior ao desempenho dinâmico do amplificador de correção (LPA), pode-se assumir que as bandas passantes de potência e de controle são distintas, sendo a primeira definida pelo amplificador principal, enquanto que a segunda é definida pelo amplificador de correção.

Nas próximas seções, as principais topologias e estratégias de controle empregadas em aplicações com HPAs são apresentadas. Apesar de haver um grande número de técnicas de controle que podem ser empregadas com HPAs (para ambos os amplificadores, principal e de correção), somente aquelas identificadas em aplicações industriais são discutidas na Tese.

2.2.1 Configuração envelope

Fontes CA de potência em configuração envelope são compostas por um amplificador linear, responsável pela síntese da forma de onda de saída, e por uma fonte chaveada — que apresenta alto rendimento —, denominada de fonte de rastreamento (*Tracking Power Supply* — TPS), responsável pela implementação da tensão do barramento CC do amplificador. Conforme Sahu e Rincon-Mora (2004), existem duas variações da configuração envelope, denominadas de *envelope-follower*, onde a amplitude da forma de onda de saída do HPA é definida diretamente pela TPS, e *envelope-tracking*, onde a amplitude é definida pelo amplificador de saída, sendo a TPS responsável pelo ajuste da tensão do barramento do amplificador a um nível marginalmente superior à amplitude da forma de onda a ser sintetizada pela ACPS, garantindo a adequada polarização dos transistores do LPA.

De modo a ilustrar o aumento do rendimento da TPS proporcionado pela configuração envelope na variação *envelope-tracking*, na Figura 8 (a) é representado um amplificador linear Classe-AB com barramento definido pelas fontes de tensão $v_+(t)$ e $v_-(t)$. Caso $v_+(t) = v_-(t) = V_{cc}$, tem-se a configuração convencional de um amplificador linear, onde o barramento CC é constante. As formas de onda de tensão de saída $v_o(t)$ e corrente de saída $i_o(t)$ do HPA, e as tensões $v_+(t)$ e $v_-(t)$ para essa condição de operação são representadas na Figura 8 (b). Assim, na Figura 8 (c) são representadas a tensão $v_{T_1}(t)$, a corrente $i_{T_1}(t)$ e potência instantânea $p_{T_1}(t)$ dissipada pelo transistor T_1 para um ciclo de $v_o(t)$. Observa-se uma grande dissipação de energia sobre os transistores, comprometendo o rendimento do HPA. Isso constitui um sério problema, particularmente em aplicações de altas potências, pela exigência de um grande volume de dissipadores — comprometendo

a densidade de potência e o custo final do conversor — e pelo alto consumo de energia (GONG, 2009).

Uma maneira eficaz de evitar os problemas mencionados é realizar o condicionamento da tensão do barramento CC através de uma TPS, a qual ajusta a tensão do barramento CC de acordo com os níveis de tensão requeridos na saída do LPA, conforme representado na Figura 8 (d). Desse modo, a queda de tensão sobre os transistores do amplificador linear é minimizada e, por consequência, a potência dissipada também, conforme ilustra a Figura 8 (e).

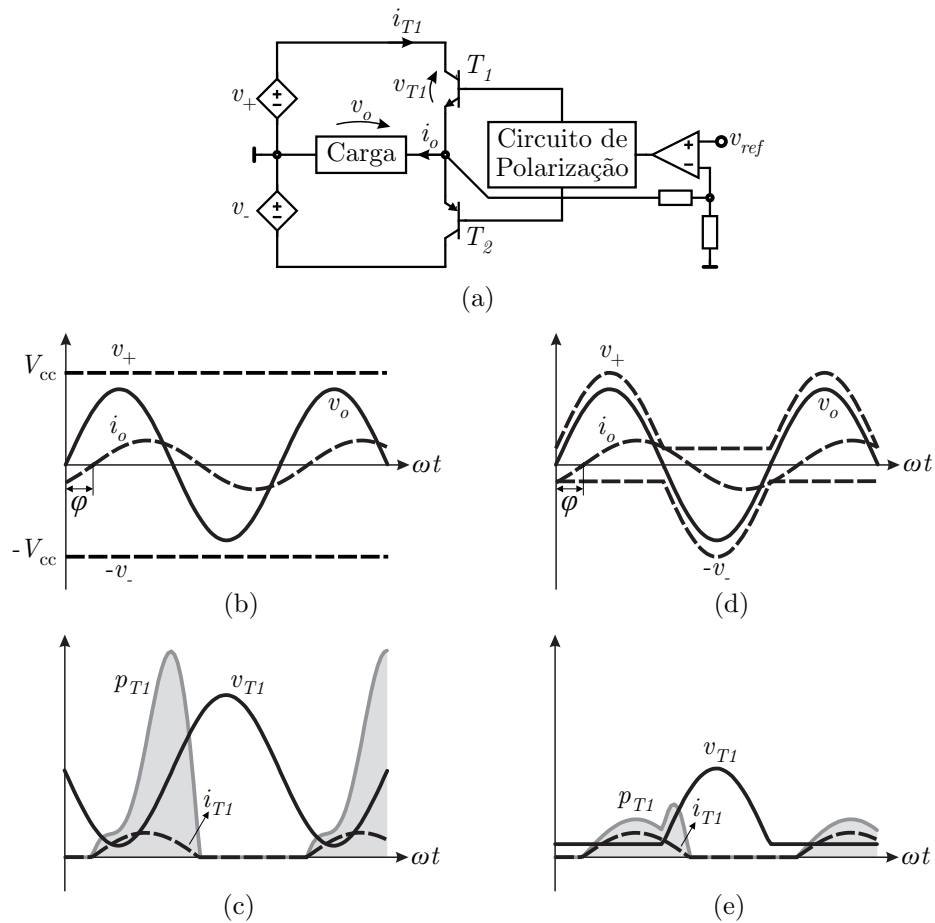


Figura 8: Análise das perdas de condução na configuração envelope (GONG, 2009). (a) Amplificador linear Classe-AB. (b) Formas de onda básicas e (c) potência dissipada em T_1 para operação com barramento constante. (d) Formas de onda básicas e (e) potência dissipada em T_1 para operação com barramento ajustável.

Desse modo, o rendimento de um HPA que emprega um estágio linear na saída pode ser maximizado pela regulação da tensão do barramento CC do amplificador linear, mantendo-a a um nível marginalmente superior à tensão a ser sintetizada. Seguindo esse princípio, a configuração envelope possibilita a elevação do rendimento do HPA através da redução da queda de tensão nos transistores empregados no amplificador linear do estágio de saída pelo controle da tensão do barramento CC — realizado por uma TPS, que

apresenta elevado rendimento comparada ao estágio linear. Salienta-se que um conceito semelhante é empregado em amplificadores de áudio Classe-H (SELF, 2009).

2.2.1.1 Principais topologias

A configuração envelope vem sendo amplamente pesquisada em aplicações de rádio-frequência (LI, 2010) e (NENTWIG, 2009), especialmente em equipamentos de comunicação portáteis (telefones celulares, *laptops*, etc.), onde existe uma grande demanda pela manutenção da comunicação por longos períodos bem como a redução do volume e peso associados à bateria (WANG et al., 2005). Convém salientar que grande parte das aplicações nessa linha utilizam a variação *envelope-follower* da configuração envelope, dita mais “agressiva”, onde a amplitude da forma de onda sintetizada pela ACPS é diretamente governada pela TPS. Assim, é demandada uma elevada frequência de chaveamento (centenas de *quiloherertz* a dezenas de *megahertz*), um controlador que proporcione uma rápida resposta dinâmica (HOYERBY; ANDERSEN, 2007) e uma tensão com reduzida ondulação, obtida sob o dispêndio (em termos de componentes e de controle) do emprego de filtros passivos de ordem elevada (HOYERBY; ANDERSEN, 2006) e (HOYERBY; ANDERSEN, 2008). Nesse sentido, as aplicações citadas, salvo raras exceções, restringem-se à faixa de baixas potências (dezenas de *watts*). A configuração envelope também pode ser encontrada em aplicações de áudio (FRENCH; MASON, 2009).

Além disso, diferentes topologias de TPS para o controle da tensão do barramento CC podem ser encontradas, como as que empregam um conversor rebaixador de tensão (JIANG; LOPEZ; MAKSIMOVIC, 2006), Figura 9 (a), conversor elevador de tensão (GONG; ERTL; KOLAR, 2008), Figura 9 (b), associação em cascata dos conversores rebaixador e elevador de tensão, buscando estender a faixa de operação da TPS a níveis reduzidos de carga da bateria (SAHU; RINCON-MORA, 2004), Figura 9 (c), conversores rebaixadores de tensão intercalados para a minimização da ondulação da tensão sintetizada (SOTO et al., 2004), Figura 9 (d), conversores multiníveis, como o conversor rebaixador com capacitores flutuantes (*Flying Capacitor*) (YOUSEFZADEH; ALARCON; MAKSIMOVIC, 2006), Figura 9 (e), entre outros (YOUSEFZADEH; ALARCON; MAKSIMOVIC, 2005) e (ZHOU et al., 2006).

Como alternativa ao emprego de uma TPS que varie continuamente o nível de tensão do barramento CC do amplificador linear, o que exige uma rápida resposta dinâmica, existe a possibilidade da variação do nível de tensão em intervalos discretos, conforme proposto por Yang, Haddad e East (1999). Salienta-se que um conceito semelhante é empregado em amplificadores de áudio Classe-G (SELF, 2009), porém nesses amplificadores

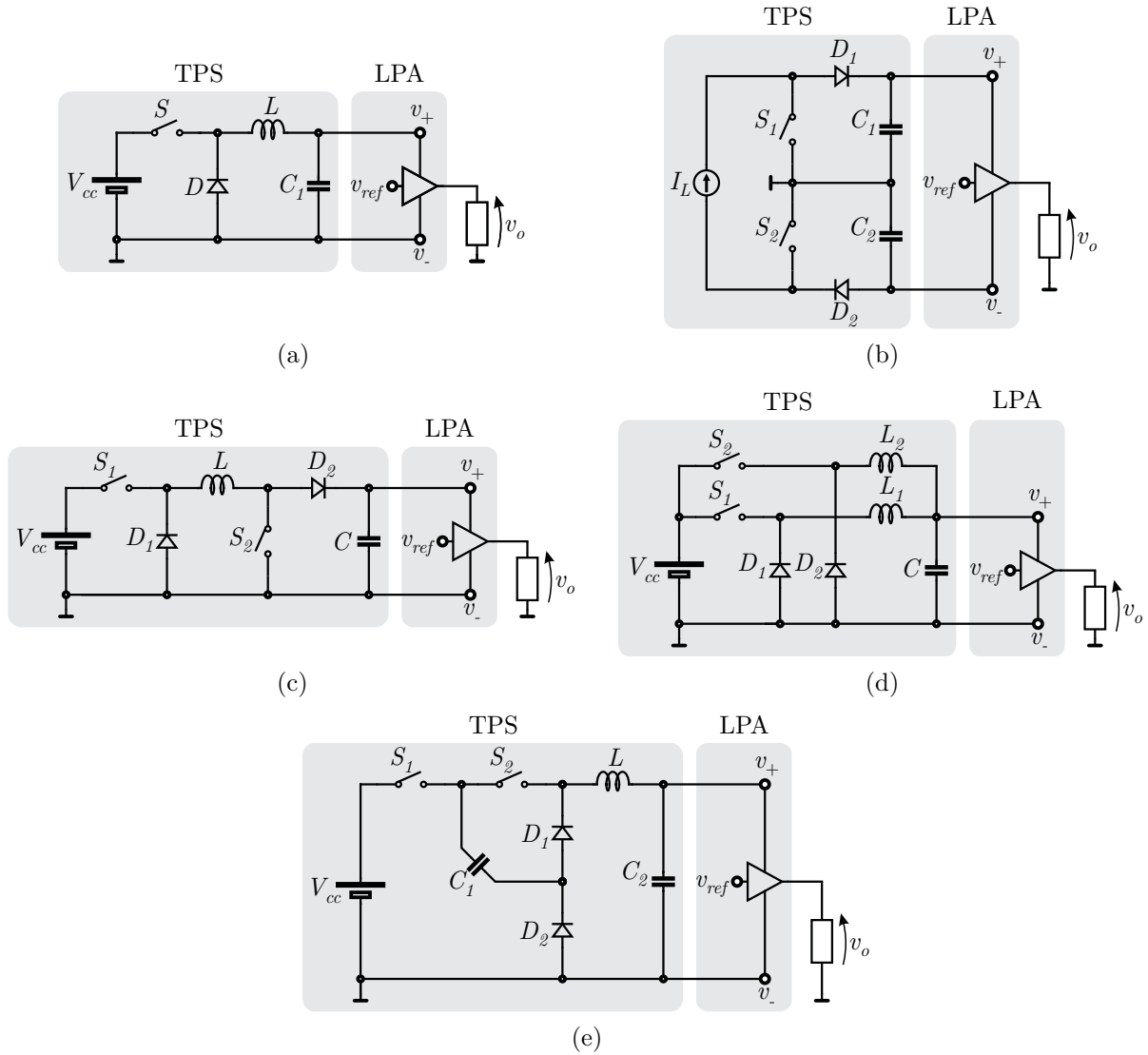


Figura 9: Topologias empregadas como TPS. (a) Conversor rebaixador de tensão (JIANG; LOPEZ; MAK-SIMOVIC, 2006). (b) Conversor elevador de tensão (GONG; ERTL; KOLAR, 2008). (c) Associação dos conversores rebaixador e elevador de tensão (SAHU; RINCON-MORA, 2004). (d) Conversores rebaixadores de tensão intercalados (SOTO et al., 2004). (e) Conversor rebaixador de tensão com capacitores flutuantes (YOUSSEFZADEH; ALARCON; MAK-SIMOVIC, 2006).

a variação discreta entre os níveis de tensão se dá de modo passivo. Nessa configuração, representada simplificada na Figura 10 (a), a tensão do barramento do amplificador linear pode ser selecionada dentre um dos diferentes níveis disponíveis. Conforme demonstrado por Yang, Haddad e East (1999), o ganho de rendimento obtido por essa configuração é inferior ao obtido pela variação contínua da tensão do barramento e converge em direção deste com o aumento do número de níveis de tensão. Já Vasic et al. (2010b) propõem a implementação das fontes V_{cc1}, \dots, V_{ccn} através do cascadeamento de conversores com capacitores chaveados. Outra possibilidade para a síntese de um barramento multiníveis para a alimentação do amplificador linear é o emprego de um conversor multiníveis com células ponte-completa conectadas em cascata, Figura 10 (b) (VASIC et al.,

2010a). Nesse caso, Vasic et al. (2010a) empregam um algoritmo de otimização para a seleção da amplitude das fontes V_{cc1}, \dots, V_{ccn} que proporcione o máximo rendimento ao sistema para um dado sinal de referência.

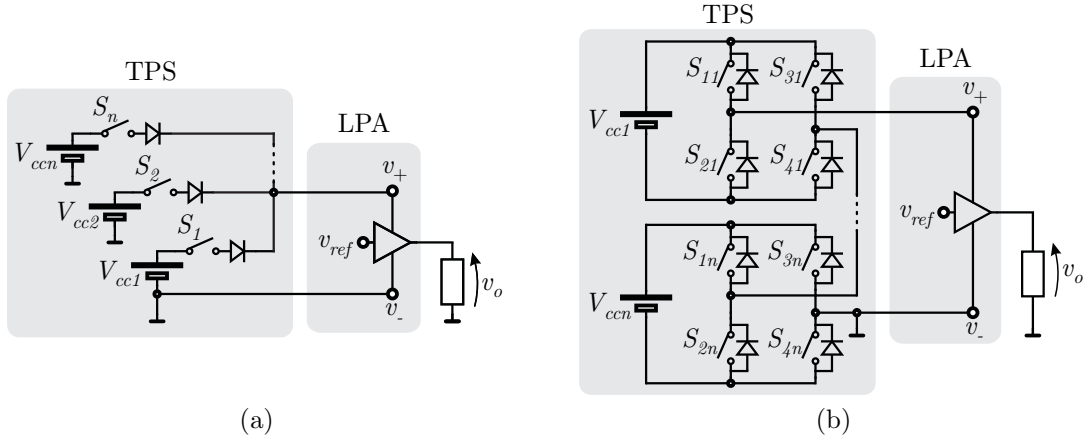


Figura 10: Topologias com variação discreta dos níveis de tensão. (a) Conversor multiníveis com fontes independentes (YANG; HADDAD; EAST, 1999) e (VASIC et al., 2010b). (b) Conversor multiníveis com células ponte-completa conectadas em cascata (VASIC et al., 2010a).

A configuração envelope na variação *envelope-tracking*, dita menos “agressiva”, onde o amplificador linear sintetiza integralmente a forma de onda de saída, porém com uma tensão de barramento variável, é usualmente adotada para ACPS em aplicações na ordem de *quilowatts* (GONG; ERTL; KOLAR, 2003), (GONG; ROUND; KOLAR, 2005) e (GONG; ERTL; KOLAR, 2008). Essa configuração possibilita que a TPS apresente uma dinâmica mais lenta (limitada pela tecnologia de semicondutores adotada), desde que a tensão do barramento CC gerada pela TPS apresente um avanço com relação ao sinal a ser sintetizado (HOYERBY; ANDERSEN, 2008) — no caso de um sinal a ser sintetizado conhecido, previamente definido pelo usuário — ou que a tensão do barramento CC seja mantida a um nível suficientemente superior ao sinal a ser sintetizado. Infelizmente, qualquer dessas duas medidas corrobora à redução do rendimento da ACPS.

De modo geral, a principal desvantagem da configuração envelope reside no fato do amplificador linear necessitar sustentar integralmente a tensão de saída da ACPS. Isso dificulta o projeto de um amplificador linear destinado a aplicações que demandem formas de onda de tensão com elevada amplitude (GONG, 2009). Além disso, é natural que a TPS apresente uma resposta dinâmica muito inferior a do amplificador linear, sendo necessária uma margem entre a tensão fornecida pela TPS e a tensão de saída da ACPS. Essa medida resulta na redução do rendimento global do sistema (HOYERBY; ANDERSEN, 2008).

2.2.1.2 Principais técnicas de controle

Nessa seção são discutidas, de modo resumido, as principais técnicas de controle apresentadas na literatura para o amplificador de correção da configuração envelope de HPAs. Basicamente, duas abordagens são empregadas:

- (i) Malhas de avanço e/ou atraso de fase — controladores proporcional-integral (PI) e proporcional-integral-derivativo (PID) (HOYERBY; ANDERSEN, 2007). Essa abordagem (empregada, por exemplo, no controle de $v_+(t)$) é representada na Figura 11 (a), onde V_{bias} é o nível de tensão de polarização (quiescente), $C(s)$ é o controlador, M é o modulador e $G_p(s)$ é o modelo da planta;
- (ii) Controladores por histerese (GONG; ERTL; KOLAR, 2008), (HOYERBY; ANDERSEN, 2006) e (HOYERBY; ANDERSEN, 2007). Essa abordagem é representada na Figura 11 (b), onde $-\Psi$ e $+\Psi$ definem, respectivamente, os limites inferior e superior da janela de histerese.

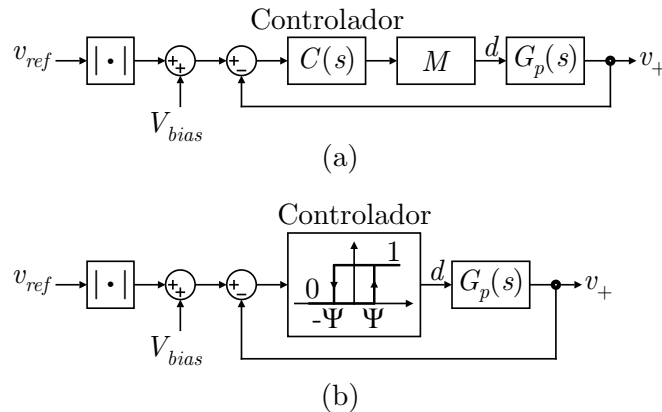


Figura 11: Controladores normalmente empregados para o amplificador principal (TPS) na configuração envelope. (a) Controlador por atraso/avanço de fase (HOYERBY; ANDERSEN, 2007). (b) Controlador por histerese (GONG; ERTL; KOLAR, 2008), (HOYERBY; ANDERSEN, 2006) e (HOYERBY; ANDERSEN, 2007).

Devido a sua simplicidade, o controlador por histerese é a solução mais empregada no controle do amplificador principal na configuração envelope. Em um estudo comparativo conduzido por Hoyerby e Andersen (2007) entre o desempenho de um controlador PID e de um controlador por histerese, demonstrou-se que o último proporciona uma melhor resposta dinâmica, uma vez que garante uma banda-passante de controle equivalente à frequência de chaveamento do conversor.

Entretanto, o controlador por histerese normalmente implica uma frequência de chaveamento variável, dificultando o dimensionamento do filtro para atenuação dos harmônicos da modulação, conforme demonstrado em Gong, Ertl e Kolar (2008). Um controlador

por histerese com frequência de chaveamento constante (para uma faixa de operação do conversor) é proposto por Hoyerby e Andersen (2008), o que é conseguido variando-se os limites da janela de histerese. Porém, essa solução aumenta a ondulação na forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal.

2.2.1.3 Análise por simulação

A presente análise — que faz uso do *software* de simulação numérica PSIM[®] 9.0 — busca ilustrar as principais características da configuração envelope de HPAs apresentadas até o momento. Por simplicidade, as não-idealidades dos dispositivos semicondutores e dos demais componentes passivos são desconsideradas. Então, nessa seção, a topologia que faz uso de um conversor elevador de tensão operando como amplificador principal em uma aplicação com ACPS (GONG; ERTL; KOLAR, 2008), Figura 9 (b), é tomada como exemplo para a análise.

Nesse exemplo, o controle da corrente I_L não é abordado (assume-se que I_L é constante). Detalhes relativos ao projeto da topologia são discutidos em detalhes por Gong, Ertl e Kolar (2008). As principais especificações empregadas na simulação são: $I_L = 10$ A (corrente de entrada); $C_1 = C_2 = 470$ nF (capacitores de filtro); e $v_{ref,rms} = 115$ V @ 400 Hz (sinal de referência).

Os circuitos de simulação e controle são apresentados na Figura 12 (a) e (b), respectivamente. Duas malhas de controle independentes, baseadas em controladores por histerese, são utilizadas no controle $v_+(t)$ e $v_-(t)$. Os limites do controlador por histerese são definidos como $2\Psi = 15$ V e a tensão de polarização ou quiescente (necessária para manter os transistores de saída do LPA operando na região linear) é definida como $V_{bias} = 30$ V.

As formas de onda de tensão obtidas para a operação em regime permanente são apresentadas na Figura 13 (a). Como pode ser visto, $v_+(t)$ e $v_-(t)$ apresentam uma ondulação com frequência variável (característica do controle por histerese) e apresentam um *offset* médio de $\pm V_{bias}$ com relação a $v_{ref}(t)$, como esperado. Além disso, os resultados para uma inversão de fase no sinal de referência $v_{ref}(t)$ são apresentados na Figura 13 (b) (em destaque na área sombreada). A resposta dinâmica do conversor, nesse caso, não foi suficiente para garantir a manutenção de $\pm V_{bias}$, inviabilizando, assim, a operação do amplificador de correção. Uma solução possível é adotar valores maiores para V_{bias} sob o custo de comprometer o ganho de rendimento do conversor (HOYERBY; ANDERSEN, 2008).

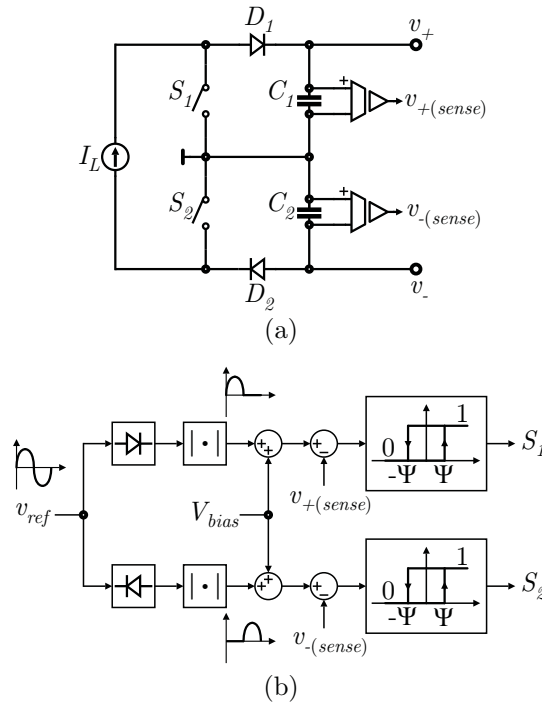


Figura 12: Simulação de uma topologia híbrida na configuração envelope empregando um conversor elevador de tensão (GONG; ERTL; KOLAR, 2008). (a) Circuito do conversor. (b) Circuito de controle.

Convém salientar que os transistores de saída do amplificador de correção devem sustentar integralmente a tensão aplicada sobre a carga (durante o semi-ciclo em que estão na região de corte). Logo, o LPA deve ser projetado para suportar picos de tensão de até 162 V nesse caso, além de conduzir integralmente a corrente de carga. Essa característica dificulta o projeto de amplificadores na configuração envelope conforme níveis de tensão elevados são considerados para a aplicação.

2.2.2 Configuração paralela

A Figura 6 foi organizada de modo a enfatizar as principais semelhanças e diferenças entre as quatro possíveis variações topológicas. Por exemplo, as Figuras 6 (a) e (b) apresentam topologias de HPAs com saída em tensão, enquanto que as Figuras 6 (c) e (d) apresentam topologias com saída em corrente. Devido à dualidade entre as topologias com saída em tensão e saída em corrente, é suficiente a abordagem de apenas um dos casos. Assim, nas próximas seções são analisadas apenas as topologias com saída em tensão.

Na configuração paralela, as saídas de um amplificador chaveado (amplificador principal) e de um amplificador linear (amplificador de correção) são conectadas em paralelo, conforme Figura 14 (a), de modo que o amplificador principal contribui com a parcela mais significativa da corrente de carga, enquanto que o amplificador de correção contribui

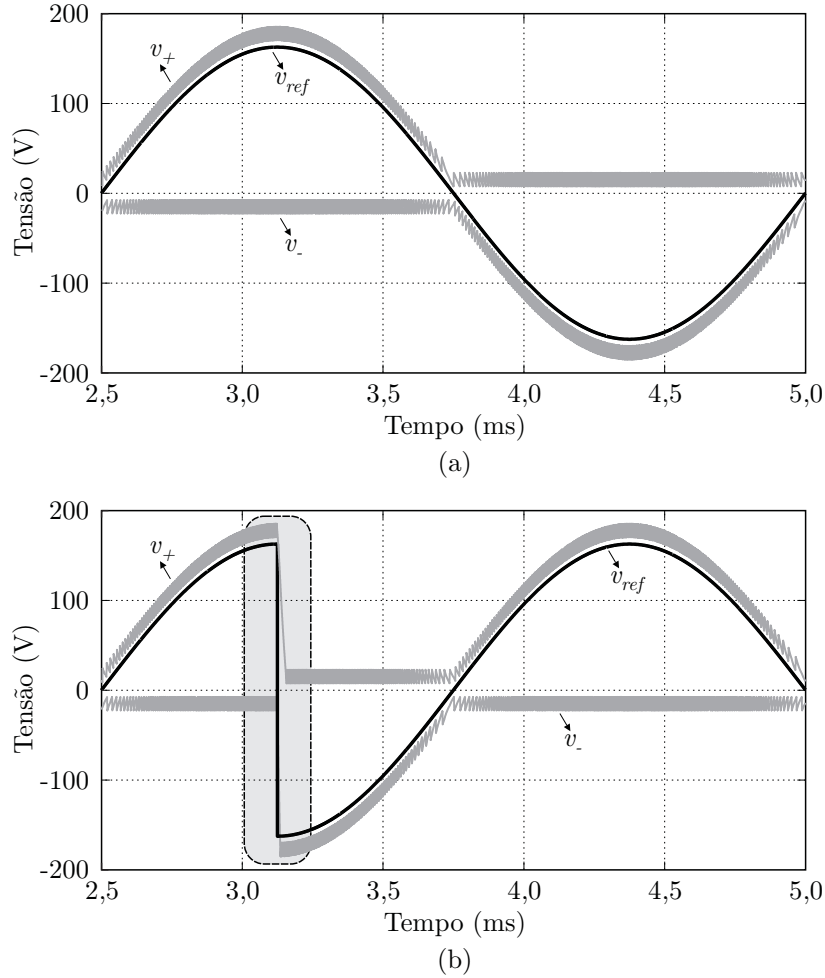


Figura 13: Resultados de simulação da topologia híbrida na configuração envelope empregando um conversor elevador de tensão. (a) Formas de onda em regime permanente. (b) Inversão de fase no sinal de referência.

com a diferença entre as correntes de carga e a fornecida pelo amplificador chaveado. Assim, há uma pequena corrente circulando através do amplificador de correção, o que é equivalente à redução da tensão do amplificador linear na configuração série, contribuindo para que a dissipação de energia pelos transistores do amplificador linear seja consideravelmente reduzida. Além disso, a impedância de saída do HPA é definida pelo amplificador de correção (GONG, 2009). Assim, na configuração paralela o amplificador de correção sintetiza a forma de onda de tensão desejada na saída do HPA enquanto que o amplificador principal comporta-se como uma fonte de corrente, suprindo a corrente de carga.

De modo a ilustrar a operação da configuração paralela, na Figura 14 (b) são representadas as formas de onda da tensão de saída $v_o(t)$ e da corrente de saída $i_o(t)$ do HPA — composta pela soma das correntes supridas pelo amplificador principal $i_p(t)$ e pelo amplificador de correção $i_c(t)$. Conforme se observa na Figura 14 (b), o amplificador

principal fornece a parcela mais significativa da corrente de carga, enquanto que o amplificador de correção, por definir a tensão de saída, compensa as ondulações existentes em $i_p(t)$, operando de modo análogo a um filtro ativo paralelo (*shunt*). Convém salientar que o máximo rendimento não é obtido, necessariamente, quando o amplificador principal fornece a corrente média de carga e o amplificador de correção apenas compensa a ondulação, conforme representado na Figura 14 (b). É demonstrado por Stauth e Sanders (2007) que, para determinados sinais de referência, o máximo rendimento é obtido quando a corrente média, em um período de chaveamento, fornecida pelo amplificador principal é superior à consumida pela carga, ou seja, o amplificador de correção fornece uma parcela de compensação cujo valor médio em um período de chaveamento é diferente de zero.

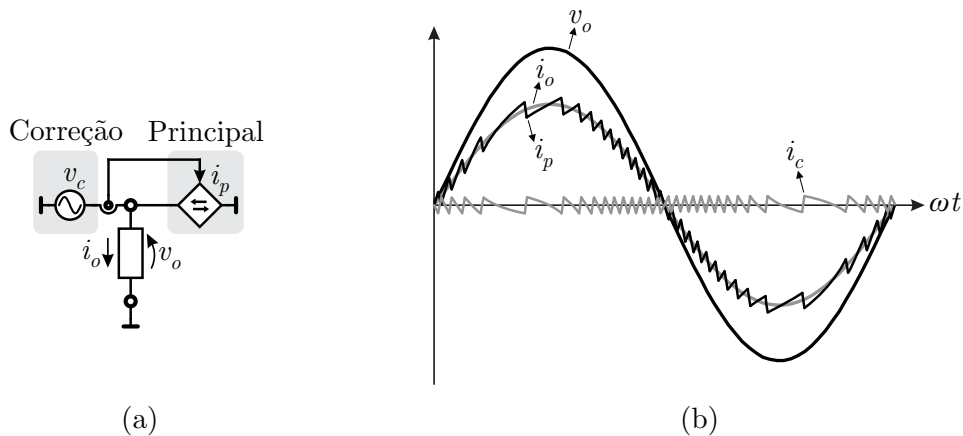


Figura 14: Representação da configuração paralela. (a) Circuito teórico. (b) Formas de onda.

Conforme comentado na seção 2.2.1, um amplificador linear pode ter seu rendimento aprimorado pela redução da tensão do barramento CC à ordem da amplitude da forma de onda de saída da ACPS. Analogamente, o mesmo ocorre nas topologias híbridas nas configurações série ou paralela, onde, no primeiro caso, a tensão do barramento CC do amplificador de correção (LPA) é reduzida, enquanto que no segundo caso a corrente fornecida pelo mesmo é reduzida. Nesse sentido, manter o rendimento elevado durante a operação de uma topologia híbrida implica diretamente na limitação da faixa de correções possíveis da forma de onda de saída. Salienta-se que essa limitação é crítica no caso da configuração série, onde a atuação do amplificador de correção é limitada pela tensão do barramento CC. Por outro lado, na configuração paralela o amplificador de correção pode ser projetado para suprir integralmente a corrente de carga durante um transitório severo (YUNDT, 1986) e (WALKER, 2003). Logo, mesmo que o amplificador principal sofra uma sobrecarga durante um evento transitório, o amplificador de correção é capaz de sustentar a forma de onda desejada na saída do HPA. Ainda, se a repetição desses eventos não for

frequente, a potência adicional dissipada pelo amplificador de correção não comprometerá o rendimento global do sistema.

2.2.2.1 Principais topologias

Pelas características apresentadas anteriormente, a configuração paralela é comumente empregada na implementação de amplificadores de áudio (GINART; BASS; LEACH, 1999), (JUNG; KIM; CHO, 1998), (ZEE; TUIJL, 1999), (GINART et al., 2003), (WALKER, 2003), (FRANCESCHINI et al., 2004) e (CHIESI et al., 2006). Alguns trabalhos propõem, ainda, o emprego da configuração paralela em aplicações de rádio-frequência (e.g., em transmissores que operam com tensões inferiores a 20 V e frequências na ordem de *megahertz*) (MIDYA, 1999), (MIDYA, 2000), (GRIGORE, 2005) e (STAUTH; SANDERS, 2007), fontes de tensão para microprocessadores (BARRADO et al., 2004) e em ACPSs (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997).

As principais topologias não-isoladas empregadas na implementação do amplificador principal da configuração paralela são apresentadas na Figura 15. Cabe ressaltar que o símbolo de um transistor bipolar de junção (*Bipolar Junction Transistor* — BJT) é genericamente adotado na Figura 15 para representar os transistores empregados nos estágio de saída do amplificador de correção, independentemente da tecnologia de semicondutores adotada.

A topologia mais simples é a representada na Figura 15 (a), a qual é implementada através de um inversor meia-ponte que comuta entre os níveis de tensão V_+ e V_- (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997), (WALKER, 2003), (JUNG; KIM; CHO, 1998), (ZEE; TUIJL, 1999), (GINART et al., 2003), (CHIESI et al., 2006) e (STAUTH; SANDERS, 2007). Já na Figura 15 (b) é proposta a divisão do inversor meia-ponte em dois conversores CC–CC unidirecionais (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997) e (WALKER, 2003), com as seguintes vantagens: (i) eliminação da possibilidade de curto-circuito no braço do conversor pelo acionamento simultâneo de ambas as chaves semicondutoras; (ii) possibilidade do emprego de diodos semicondutores otimizados para operação com altas frequências de chaveamento (i.e., com reduzidas perdas por recuperação-reversa e ruído eletromagnético associado); e (iii) eliminação da necessidade de tempo-morto, reduzindo as distorções na forma de onda de corrente. Entretanto, pode ocorrer o problema de circulação de corrente entre os conversores CC–CC unidirecionais.

Conforme Ertl, Kolar e Zach (1997), chaves semicondutoras do tipo MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*) — com frequência empregadas na imple-

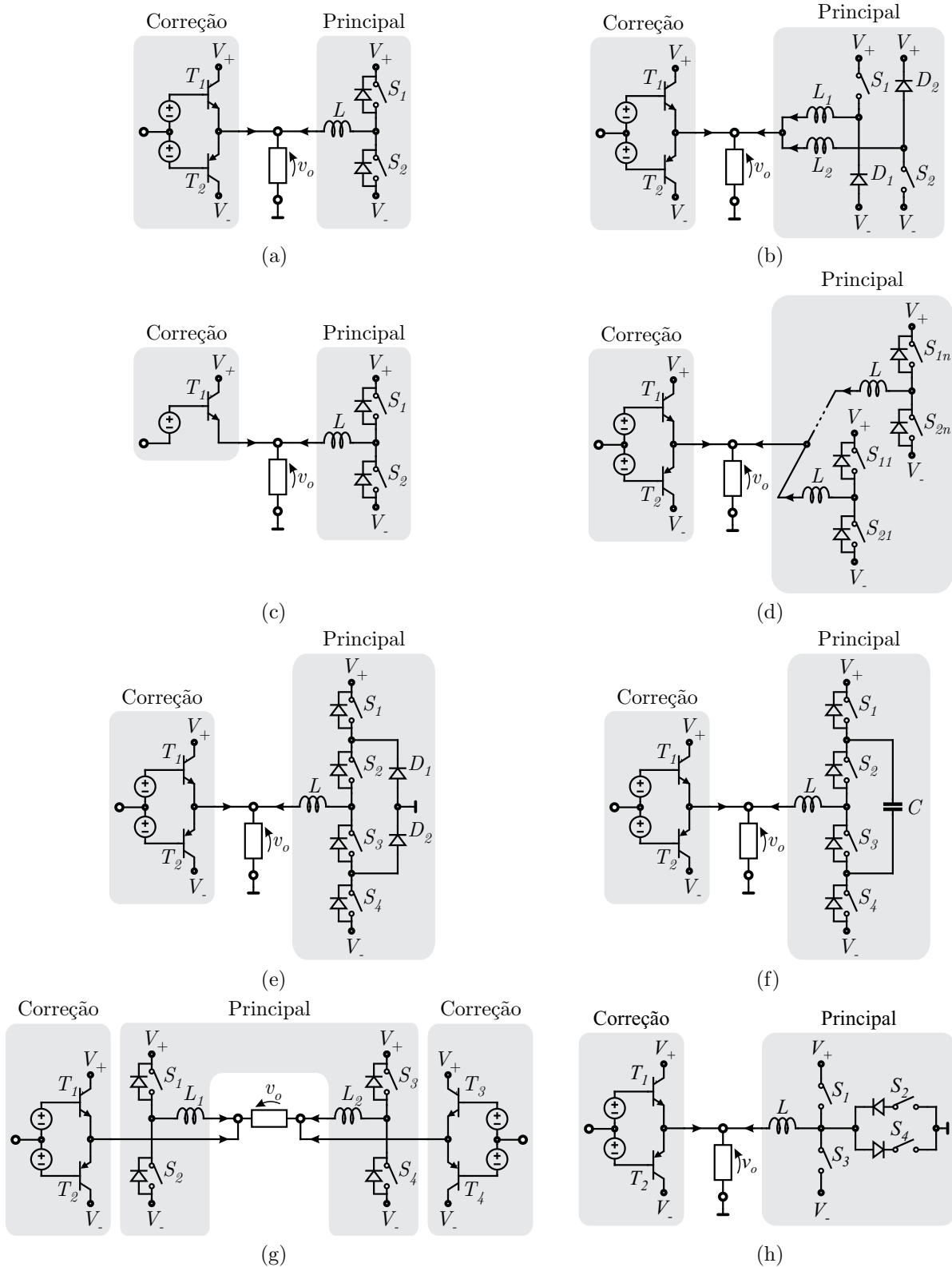


Figura 15: Topologias não-isoladas empregadas como amplificador principal na configuração paralela. (a) Inversor meia- ponte (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997), (WALKER, 2003) e (STAUTH; SANDERS, 2007). (b) Inversor meia- ponte composto por conversores unidirecionais (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997) e (WALKER, 2003). (c) Inversor meia- ponte com amplificador linear unidirecional (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997). (d) Inversores meia- ponte intercalados (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997). (e) Inversor meia- ponte multiníveis com diodos de grampeamento (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997). (f) Inversor meia- ponte multiníveis com capacitores flutuantes. (g) Inversor ponte- completa (GINART; BASS; LEACH, 1999). (h) Inversor ponte- completa modificado (GINART; BASS; LEACH, 1999).

mentação do amplificador de correção — são usualmente disponíveis apenas para níveis reduzidos de tensão (entre 200 e 500 V), especialmente MOSFETs de canal P. Assim, na Figura 15 (c) é proposta uma modificação no amplificador de correção, onde o MOSFET de canal P não é empregado. Como consequência, o amplificador de correção passa a suprir correntes de compensação apenas em um único sentido, forçando assim uma modificação no controle do amplificador principal (inversor meia-ponte). Infelizmente, a modificação proposta faz com que a resposta do sistema, por exemplo, a uma perturbação de carga, seja assimétrica (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997), ou seja, ora definida pelo amplificador de correção, ora definida pelo amplificador principal.

Na busca pela redução da ondulação da corrente fornecida pelo amplificador principal, os inversores meia-ponte podem ser intercalados e modulados em largura de pulso (*Pulse-Width Modulation* — PWM) com defasamento entre as portadoras de cada célula (*phase-shift*), conforme representado na Figura 15 (d) (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997). De modo alternativo ao intercalamento de conversores, a redução da ondulação na corrente pode ser obtida através do emprego de estruturas multiníveis, como a topologia com diodos de grampeamento (*Neutral Point Clamped* — NPC) (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997), Figura 15 (e), ou com capacitores flutuantes, Figura 15 (f). Além disso, as topologias das Figuras 15 (e) e (f) apresentam a vantagem de permitir o emprego de chaves semicondutoras para níveis de tensão inferiores aos sintetizados pela ACPS, sendo essa uma característica interessante às aplicações que emulam a rede de alimentação, por exemplo. Nestes casos, MOSFETs com valores menores de resistência série podem ser selecionados.

Com o objetivo de empregar apenas uma fonte de tensão para gerar o barramento do amplificador principal, um inversor em ponte-completa pode ser utilizado, conforme representado na Figura 15 (g) (GINART; BASS; LEACH, 1999). Por outro lado, essa topologia demanda dois amplificadores de correção. Desse modo, o mesmo trabalho propõe uma modificação na estrutura, resultando na topologia apresentada na Figura 15 (h), onde S_1 e S_2 são moduladas para suprir correntes positivas de carga, enquanto que S_3 e S_4 são moduladas para suprir correntes negativas.

A extensão da configuração paralela às estruturas que apresentam isolamento é de especial interesse, uma vez que essa solução evita que uma fonte de alimentação seja explicitamente implementada — tarefa normalmente realizada por uma fonte chaveada, a qual sintetiza a tensão do barramento CC e provê isolamento da rede de alimentação. Assim, na Figura 16 são apresentadas algumas topologias isoladas empregadas na implementação do amplificador principal da configuração paralela. Por exemplo, na Figura 16 (a) é proposto o emprego de um inversor em ponte-completa com isolamento em alta fre-

quência (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997). Já na Figura 16 (b) uma redução no número de chaves semicondutoras é obtido através do emprego de um conversor *Cúk* bidirecional isolado quatro-quadrantes (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997). Salienta-se que a bidirecionalidade no fluxo de energia, caso das topologias anteriores, é apenas necessária quando cargas regenerativas são alimentadas pela ACPS.

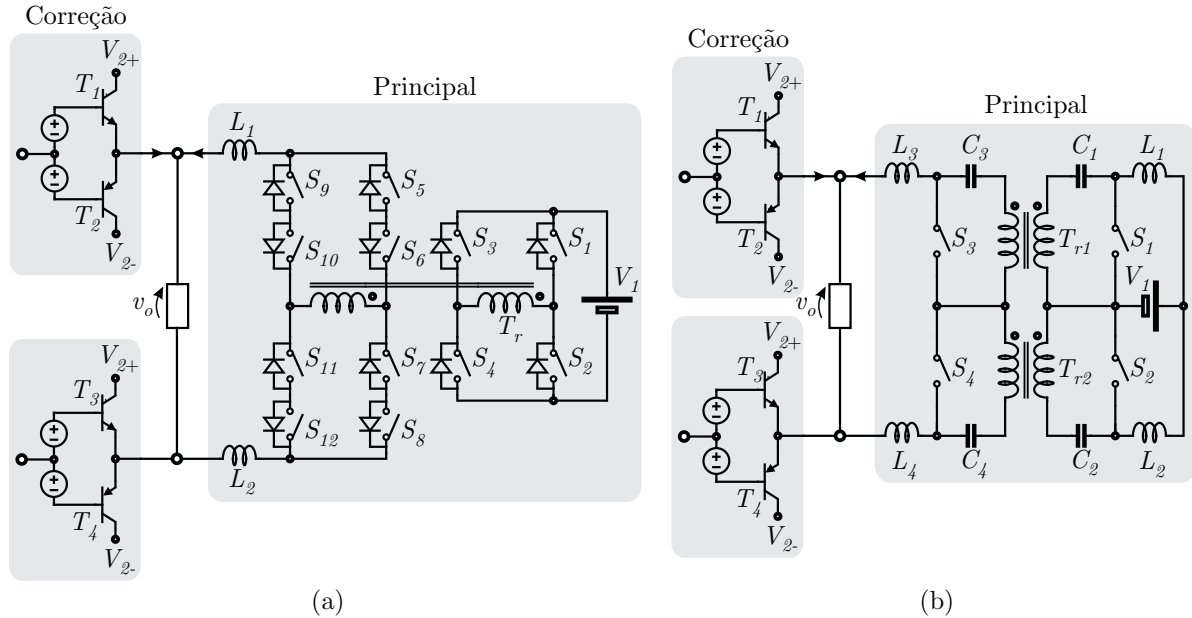


Figura 16: Topologias isoladas empregadas como amplificador principal na configuração paralela. (a) Inversor ponte-completa bidirecional isolado (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997). (b) Inversor *Cúk* bidirecional isolado quatro-quadrantes (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997).

O emprego da configuração paralela em aplicações que emulam a rede de alimentação exige que o LPA seja dimensionado para tensões elevadas, inserindo certo grau de dificuldade no projeto e na definição dos semicondutores empregados. Por esse motivo, aplicações com baixas tensões, como em áudio e rádio-frequência, representam a grande maioria das aplicações da configuração paralela. Além disso, harmônicas de chaveamento de alta frequência podem aparecer na forma de onda de saída da ACPS devido ao aumento da impedância de saída do estágio linear em altas frequências (GONG; ERTL; KOLAR, 2006) e (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011).

2.2.2.2 Principais técnicas de controle

Na configuração paralela de HPAs, tanto o amplificador principal quanto o de correção são controlados em malha fechada. O primeiro é controlado para fornecer a corrente de carga, enquanto que o segundo é controlado para definir a tensão sobre a carga. Nessa seção, foca-se apenas nas técnicas de controle usualmente empregadas para o amplificador principal.

Devido a sua simplicidade de implementação, robustez e excelente resposta dinâmica, o uso de controladores por histerese na malha de controle da corrente de saída do amplificador principal, Figura 17 (a), é consenso na literatura (JUNG; KIM; CHO, 1998), (ZEE; TUIJL, 1999), (GINART; BASS; LEACH, 1999), (GINART et al., 2003), (WALKER, 2003) e (CHIESI et al., 2006). O principal objetivo do controlador na configuração paralela é garantir que o amplificador principal forneça integralmente a corrente de carga $i_o(t)$. Para tanto, a referência de corrente do amplificador principal $i_{p,ref}(t)$ é definida por um fator de proporcionalidade K , com $K > 1$, com relação à corrente do amplificador de correção $i_c(t)$. Uma vez que $i_o(t)$ é definida exclusivamente pela característica da carga e $i_o(t) = i_c(t) + i_p(t)$, então $i_c(t) = i_o(t)/(1 + K)$. Desse modo, o fator K define a contribuição de cada amplificador, principal e de correção, à corrente de carga. Cabe destacar que a elevação de K corrobora à elevação da frequência de chaveamento (que é variável quando se emprega um controlador por histerese) do conversor que implementa o amplificador principal. Desse modo, uma análise deve ser realizada para que os limites de operação dos dispositivos semicondutores sejam respeitados.

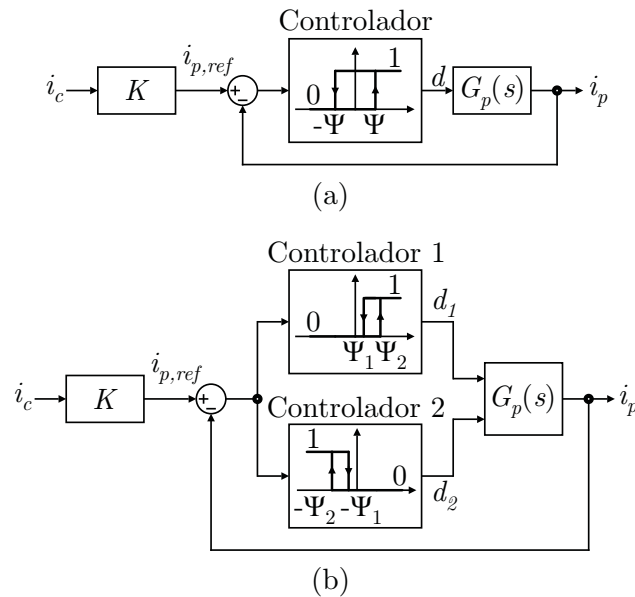


Figura 17: Controladores normalmente empregados para o amplificador principal na configuração paralela (WALKER, 2003). (a) Controlador por histerese. (b) Controlador por histerese com zona-morta.

De modo particular, a relação entre os parâmetros do controlador por histerese e o ciclo-limite (*limit-cycle*) da tensão de saída — oscilações na tensão de saída para uma referência nula de tensão, pois $i_p(t)$ oscila em torno de zero para $i_o(t)$ igual ou próxima a zero —, bem como a relação entre a frequência de chaveamento e os parâmetros do controlador e do amplificador principal são investigados por Ginart et al. (2003), os quais utilizam funções descritivas na modelagem do controlador por histerese. Já Zee e Tuijl (1999) investigam o impacto da variação da impedância de carga na estabilidade do am-

plificador, com ênfase às cargas que apresentam comportamento capacitivo em faixas de frequência específicas, como no caso de alto-falantes em aplicações de áudio. Além disso, Walker (2003) propõe o emprego da topologia da Figura 15 (b), onde cada conversor CC-CC unidirecional emprega um controlador por histerese individual, cujas janelas de histerese não se sobrepõem, caracterizando uma “zona-morta” de operação (*dead-band*), onde nenhum dos dois conversores contribui à corrente de carga, conforme representado na Figura 17 (b). O objetivo dessa proposta é permitir que apenas o amplificador de correção opere para baixos níveis de potência e/ou corrente de carga. Essa medida, apesar de comprometer o rendimento global do sistema, reduz os níveis de distorção em potências reduzidas por evitar o problema do ciclo-limite comentado anteriormente.

Infelizmente, a utilização de controle por histerese dificulta a implementação de um amplificador que empregue o conceito de intercalamento de células, conforme representado na Figura 15 (d), uma vez que compromete a divisão simétrica da corrente entre as diferentes células. Além disso, a vantagem da redução da ondulação da corrente proporcionada pelo intercalamento de células é comprometida, já que a modulação PWM com defasamento entre as portadoras não pode ser empregada (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997).

Independentemente da técnica de controle adotada, Barrado et al. (2004) demonstram que, tanto o comportamento dinâmico, quanto a estabilidade e a rejeição de distúrbios (variações de carga ou na tensão de alimentação da ACPS), são determinadas pelo amplificador de correção (veja o apêndice A), desde que este apresente energia suficiente. Barrado et al. (2004) extrapolam esse conceito, afirmando que basta que apenas o amplificador de correção tenha a estabilidade assegurada. Obviamente, essa característica não acarreta vantagens sob o ponto de vista prático, uma vez que se o amplificador principal for instável, o amplificador de correção será incapaz de compensar distorções em $i_p(t)$ de grande amplitude. De modo semelhante, conforme discutido no apêndice A, essas mesmas propriedades podem ser extendidas à configuração série de HPAs. Adicionalmente, Barrado et al. (2004) demonstra que, para baixas frequências, a potência de saída da ACPS é quase que integralmente fornecida pelo amplificador principal, ao passo que para altas frequências a potência de saída é fornecida pelo amplificador de correção.

2.2.2.3 Análise por simulação

Buscando ilustrar as principais características da configuração paralela de HPAs, a topologia da Figura 15 (a), a qual apresenta um inversor meia-ponte como amplificador principal, é analisada nessa seção. Detalhes acerca do dimensionamento do conversor

são apresentados por Walker (2003). As principais especificações consideradas para a simulação são: $V_+ = 40\text{ V}$ e $V_- = -40\text{ V}$ (nível de tensão do barramento CC dos amplificadores principal e de correção); $L = 220\ \mu\text{F}$ (indutor de filtro); $v_{ref,rms} = 15\text{ V @ }1000\text{ Hz}$ (sinal de referência); e $Z = 4\ \Omega$ (carga resistiva). Salienta-se que Walker (2003) empregou essa topologia em um amplificador de áudio. O circuito de simulação é representado na Figura 18 (a). Além disso, duas técnicas de controle são consideradas na simulação, conforme apresentado na Figura 18 (b) e (c).

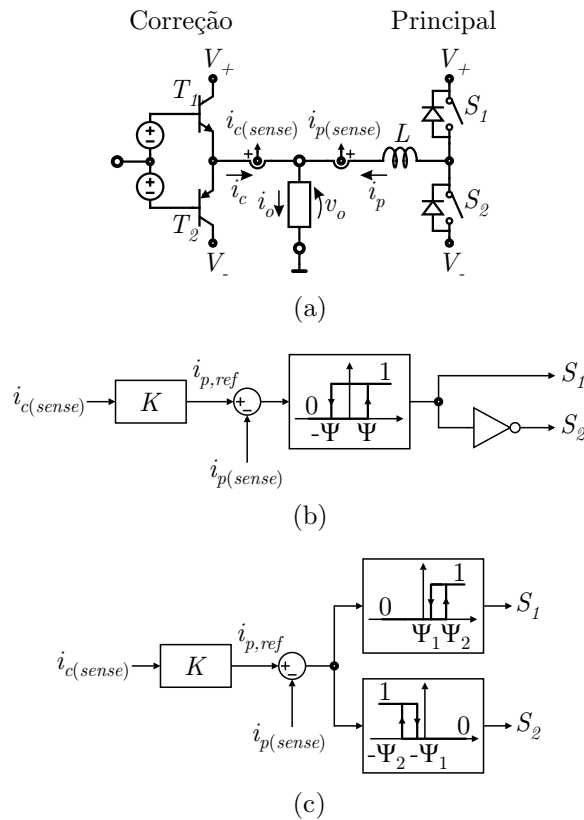


Figura 18: Simulação de uma topologia híbrida na configuração paralela empregando um inversor meia-ponte. (a) Circuito do conversor (ERTL; KOLAR; ZACH, 1997). (b) Circuito de controle empregando um controlador por histerese (WALKER, 2003). (c) Circuito de controle empregando dois controladores por histerese e uma zona-morta (WALKER, 2003).

Para o circuito de controle da Figura 18 (b), o qual emprega um controlador por histerese, o ganho K é definido como 50 — o que significa que a corrente fornecida pelo amplificador principal é, aproximadamente, 50 vezes maior que a corrente fornecida pelo amplificador de correção. A janela do controlador por histerese, definida como 2Ψ , é selecionada de modo a garantir que a máxima ondulação de corrente em $i_p(t)$ (e, por consequência, em $i_c(t)$) seja igual ou inferior a 350 mA. Especificações semelhantes são adotadas para o circuito de controle da Figura 18 (c), o qual emprega dois controladores por histerese para implementar uma zona-morta, controlando independentemente o acionamento/bloqueio das chaves semicondutoras S_1 e S_2 . A principal diferença, nesse caso,

é o fato de nenhuma chave semicondutora ser acionada no intervalo $[-\Psi_1, \Psi_1]$, de modo que a corrente de carga $i_o(t)$ é integralmente fornecida pelo amplificador de correção no referido intervalo.

As formas de onda de corrente obtidas via simulação para a operação em regime permanente e para uma variação instantânea de carga (de 50% para 100%) são apresentados na Figura 19 (a) e (b), respectivamente. Como pode ser visto na Figura 19 (b), a resposta dinâmica do amplificador principal não foi suficiente para fornecer integralmente a corrente de carga durante o evento transitório. Desse modo, o amplificador de correção supriu essa deficiência, fornecendo a corrente de carga durante o curto intervalo de tempo em que se processa o evento. Obviamente, o amplificador de correção deve ser projetado para suportar essa condição de operação. É importante destacar que, caso esses eventos ocorram ocasionalmente, o rendimento global do sistema não será comprometido.

Já na Figura 19 (c) são apresentadas as formas de onda de corrente para a topologia operando com o controlador da Figura 18 (c). Conforme destacado na área sombreada, o amplificador principal é desabilitado para baixas corrente de carga e o amplificador de correção assume integralmente $i_o(t)$. Também é possível observar na Figura 19 (c) que $i_p(t)$ não intercepta $i_o(t)$ devido ao *offset* existente nas janelas de histerese com relação a zero, conforme representado na Figura 18 (c). Essa característica implica que nenhum dos controladores é capaz de anular o erro de rastreamento da corrente $i_p(t)$ com respeito a $i_o(t)$. Convém destacar que essa abordagem é adequada às aplicações onde o sistema opera em regime inconstante (i.e., permanece inativo por longos períodos), uma vez que $i_p(t)$ não oscilará em torno de zero, possibilitando, inclusive, a desativação de ambos os amplificadores, principal e de correção.

2.2.3 Configuração série

Na Figura 20 (a) é apresentada a conexão série de duas fontes de tensão, $v_p(t)$ e $v_c(t)$, representando, respectivamente, o amplificador principal (SMPA) e o amplificador de correção (LPA). Nessa configuração, o amplificador principal sintetiza uma forma de onda de tensão próxima (em termos de amplitude e fase) à desejada na saída do HPA, enquanto que o amplificador de correção é empregado na eliminação das distorções e da ondulação existente na forma de onda proveniente do amplificador principal. Logo, a máxima amplitude da tensão sintetizada pelo amplificador de correção é da ordem da máxima diferença entre a forma de onda proveniente do amplificador principal e o sinal de referência. Desse modo, caso estas diferenças forem pequenas, o nível de tensão do

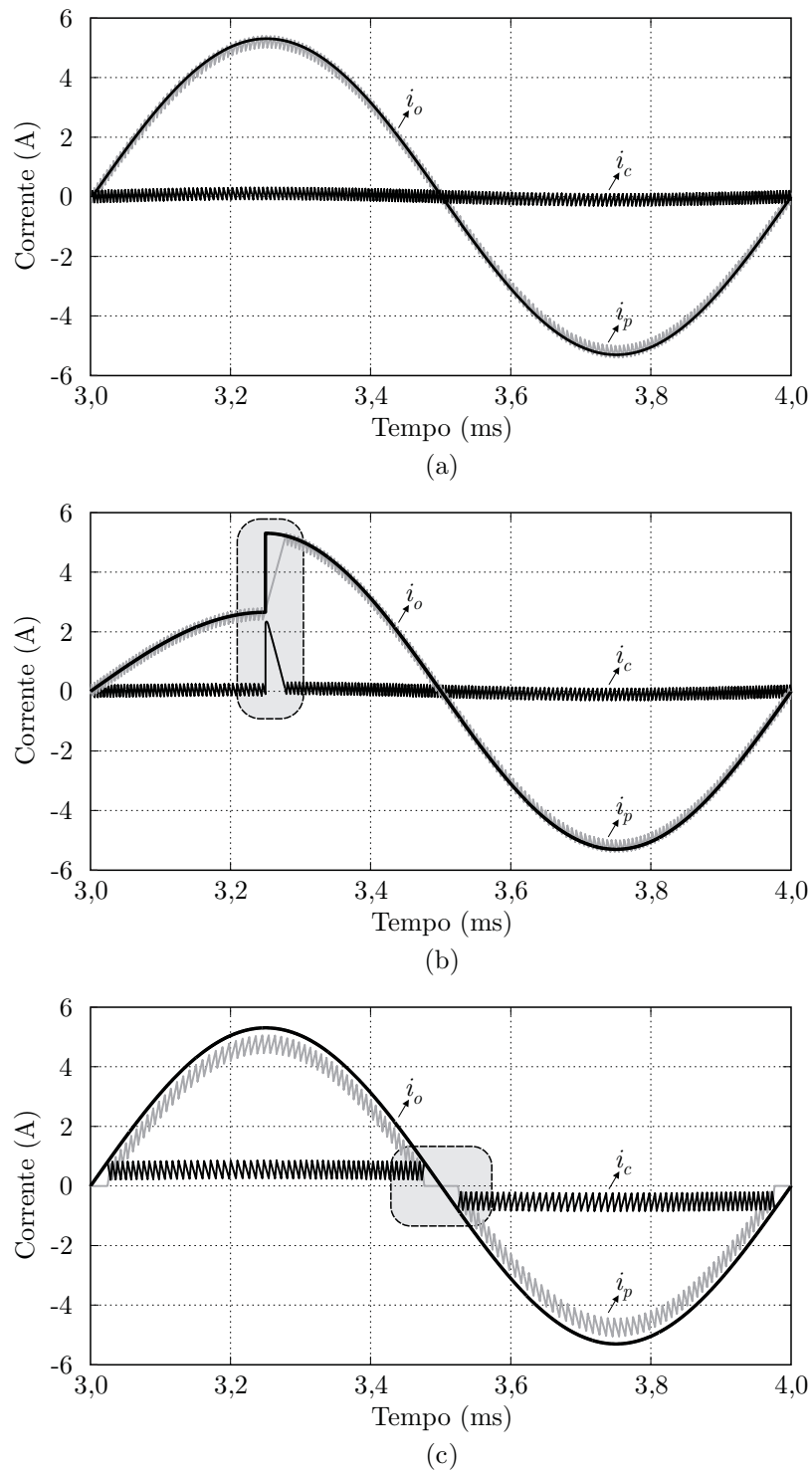


Figura 19: Resultados de simulação da topologia híbrida na configuração paralela empregando um inversor meia-ponte. (a) Formas de onda em regime permanente. (b) Variação instantânea de carga (de 50% para 100%). (c) Controle por histerese com zona-morta.

barramento CC do amplificador de correção poderá ser muito inferior ao nível de tensão do barramento CC do amplificador principal, implicando que a potência fornecida (bem como a dissipada) pelo mesmo seja apenas uma fração da potência fornecida pelo HPA. Logo, a configuração série é adequada a aplicações com tensões elevadas, como em ACPSS

empregadas na emulação da tensão da rede elétrica, onde níveis de tensão eficaz da ordem de 630 V podem ser requeridos na emulação de uma rede trifásica.

De modo a ilustrar a operação da configuração série, na Figura 20 (b) são representadas genericamente as formas de onda da tensão de saída $v_o(t)$ do HPA e das tensões sintetizadas pelo amplificador principal $v_p(t)$ e pelo amplificador de correção $v_c(t)$. Conforme se observa na Figura 20 (b), o amplificador principal sintetiza uma forma de onda próxima à tensão de saída (no caso do exemplo, uma forma de onda quase-quadrada com degraus de tensão fixos, com amplitude V_1), enquanto que o amplificador de correção compensa as diferenças existentes entre $v_o(t)$ e $v_p(t)$, operando de modo análogo a um filtro ativo série. A área sombreada na Figura 20 (b), limitada por $v_p(t) \pm V_2$, representa a amplitude da forma de onda de tensão que pode ser sintetizada pela topologia. Assim, para que o amplificador de correção tenha margem para compensar os degraus de tensão observados em $v_p(t)$, deve-se garantir que $V_2 \geq V_1/2$ para o caso representado na Figura 20 (b). De outro modo, o amplificador de correção não poderá realizar a compensação para uma diferença entre as formas de onda da tensão desejada na saída $v_o(t)$ e a sintetizada pelo amplificador principal $v_p(t)$ superior a V_2 .

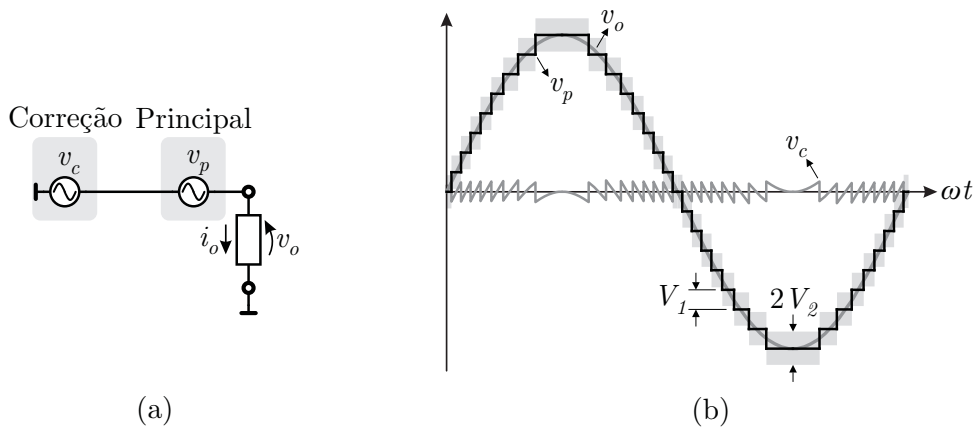


Figura 20: Representação da configuração série. (a) Circuito teórico. (b) Formas de onda.

2.2.3.1 Principais topologias

Dentre as topologias híbridas que se enquadram na configuração série, a associação de um inversor chaveado meia-ponte (amplificador principal) com um amplificador linear (amplificador de correção), conforme representado na Figura 21 (a), é proposta por Jeong et al. (1997). Convém salientar que a topologia da Figura 21 (a) demanda o emprego de um filtro passa-baixas de segunda ordem (composto por $L_1 + L_2$ e C) de modo a atenuar as componentes harmônicas de alta frequência provenientes da modulação PWM do amplificador principal, acarretando na redução do desempenho dinâmico do mesmo. Caso o

filtro passa-baixas fosse omitido, obrigatoriamente $V_2 \geq V_1$, e as perdas no amplificador de correção seriam máximas.

Assim, alguns trabalhos buscam a redução ou mesmo a eliminação do filtro de saída do amplificador de principal. Nessa direção, Mueller e Park (1994) propõem o emprego de um inversor multiníveis assimétrico, representado na Figura 21 (b), onde $V_{11} \leq \dots \leq V_{1n}$, sendo n o número de células em ponte-completa conectadas em cascata. A eliminação do filtro de saída do amplificador principal é possível pelo emprego de uma modulação em baixa frequência, onde os degraus de tensão podem ser compensados integralmente pelo amplificador de correção (ver formas de onda da Figura 20 (b)). Essa topologia foi empregada na geração de rampas de corrente controladas (com amplitudes de até 150 A) através das bobinas dos eletroímãs de um equipamento de ressonância magnética. É importante destacar que nessa aplicação o amplificador principal sintetiza formas de onda com amplitude máxima de ± 3900 V ($n = 3$ células, com $V_{11} = 300$ V, $V_{12} = 900$ V e $V_{13} = 2700$ V), enquanto que o amplificador de correção sintetiza formas de onda com amplitude máxima de ± 150 V, demonstrando, assim, a viabilidade do emprego da configuração série em aplicações com altas tensões. Convém salientar que essa topologia apresenta saída em corrente.

De modo alternativo, um inversor multiníveis simétrico — com $V_{11} = \dots = V_{1n}$ — pode ser empregado na implementação do amplificador principal da Figura 21 (b) (KOLAR; ERTL, 2009), (GONG; ERTL; KOLAR, 2006) e (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011). As principais vantagens, nesse caso, são a modularidade proporcionada pelo emprego de semicondutores idênticos em todas as células, a facilidade do aumento do número de níveis — uma vez que a modulação sofre pequeno impacto com a inserção células adicionais — e a possibilidade de permutar ciclo-após-ciclo a célula que fornece maior potência, garantindo o equilíbrio térmico entre as mesmas. Por outro lado, o emprego de um inversor multiníveis simétrico demanda um maior número de células para sintetizar o mesmo número de níveis em $v_p(t)$ que um inversor assimétrico. Por exemplo, de modo comparativo, um inversor multiníveis simétrico com nove células foi utilizado por Gong, Hassler e Kolar (2011) para possibilitar o emprego de um LPA comercial de baixa tensão em uma aplicação com ACPS, ao passo que se um inversor assimétrico fosse empregado, apenas três células seriam requeridas para sintetizar o mesmo número de níveis de tensão. Diferentemente da topologia proposta por Mueller e Park (1994), essa topologia apresenta saída em tensão, sendo empregada em uma ACPS que emula uma rede elétrica monofásica. Uma desvantagem clara da topologia proposta por Gong, Ertl e Kolar (2006) reside na necessidade de um grande número de células ponte-completa associadas em série para

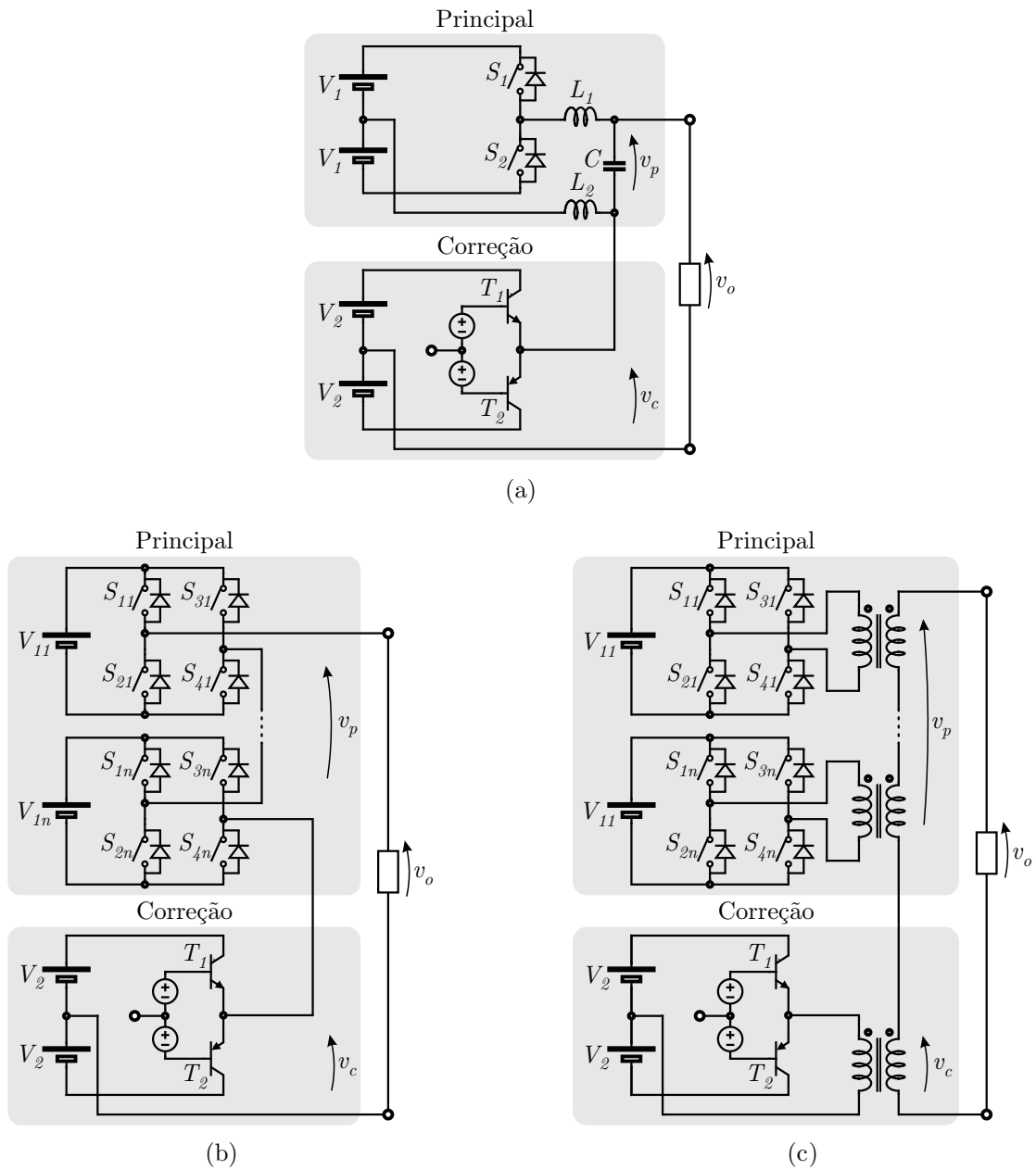


Figura 21: Topologias empregadas como amplificador principal na configuração série. (a) Inversor meia-ponte (JEONG et al., 1997). (b) Inversor multiníveis com células ponte-completa em cascata assimétrico (MUELLER; PARK, 1994) e simétrico (KOLAR; ERTL, 2009), (GONG; ERTL; KOLAR, 2006) e (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011). (c) Inversor multiníveis com células ponte-completa e transformador de saída (HAMMOND; JOHNSON, 1994).

que os degraus de tensão em $v_p(t)$ tenham amplitude reduzida, possibilitando, então, o emprego de um amplificador de correção de baixa tensão e baixa potência.

Em função do amplificador principal da topologia representada Figura 21 (b) não apresentar filtro de saída, a tensão $v_p(t)$ apresenta uma dinâmica muito rápida, limitada apenas pelo tempo de comutação dos semicondutores e os atrasos inseridos pelos circuitos de acionamento (*gate-driver*). Desse modo, a tensão $v_p(t)$ não é afetada por variações de carga (sub/sobretensões) — a não ser pelo aumento/redução da queda de tensão sobre os dispositivos semicondutores — e responde praticamente de forma instantânea às variações de referência. Já o amplificador de correção da topologia representada na Figura 21 (b) tem o propósito de compensar os degraus de tensão observados em $v_p(t)$, possibilitando a síntese da forma de onda desejada na saída da ACPS.

Cabe observar que o amplificador de correção empregado na topologia da Figura 21 (b) — se implementado com saída em tensão (KOLAR; ERTL, 2009), (GONG; ERTL; KOLAR, 2006) e (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011) — deve apresentar um *slew rate* alto o suficiente para compensar a variação abrupta entre os degraus de tensão, cuja derivada temporal dv_p/dt é definida pela resposta dinâmica dos semicondutores empregados na implementação do amplificador principal (VASIC et al., 2010a). Caso o amplificador de correção não atenda a essa exigência, a dv_p/dt deve ser limitada através do aumento da capacitância Miller (GONG; ERTL; KOLAR, 2006) ou da resistência de gatilho das chaves semicondutoras (VASIC et al., 2010a), conforme representado na Figura 22 (a), ou pela inserção de um pequeno filtro passa-baixas de segunda ordem na saída do amplificador principal (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011), conforme representado na Figura 22 (b).

As soluções apresentadas na Figura 22 para a limitação do *slew rate* da forma de onda sintetizada pelo amplificador principal apresentam impactos distintos no desempenho do sistema. Por exemplo, tanto o aumento da resistência de gatilho R_g quanto o aumento da capacitância Miller — inserção do capacitor C_M em paralelo com a capacitância intrínseca entre os terminais de gatilho e dreno C_{gd} — acarretam no aumento das perdas no acionamento das chaves semicondutoras. Porém, a segunda solução é preferível à primeira por não aumentar significativamente os atrasos de acionamento e bloqueio das chaves semicondutoras (GONG, 2009). Entretanto, o aumento da capacitância Miller agrava o problema de “condução cruzada” (*cross conduction*), quando a chave semicondutora que se encontra bloqueada é momentaneamente acionada pelo alto dv/dt ocasionado pelo acionamento da chave semicondutora complementar do mesmo braço do inversor (GONG, 2009). Desse modo, existe a necessidade do emprego de circuitos de acionamento (*gate-driver*) com proteções adicionais (DULAU et al., 2006), o que pode ser proibitivo em um inversor com

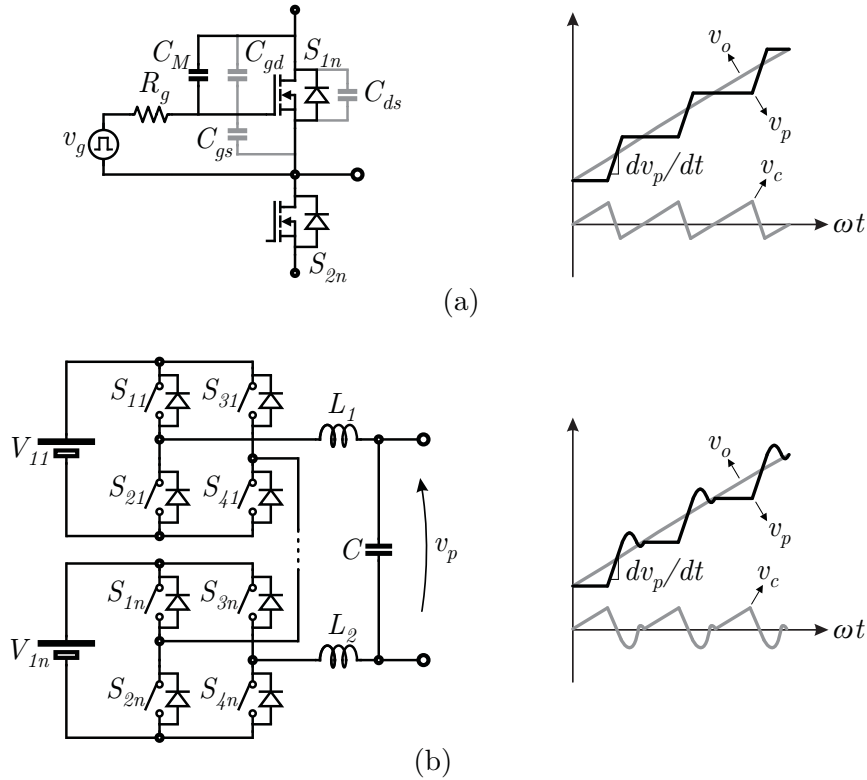


Figura 22: Limitação do *slew rate* de $v_p(t)$. (a) Variação da capacitância Miller das chaves semicondutoras do amplificador principal (GONG; ERTL; KOLAR, 2006). (b) Inserção de um filtro passa-baixas de segunda ordem na saída do amplificador principal (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011).

um elevado número de chaves semicondutoras, como é o caso da topologia multiníveis representada na Figura 21 (b).

Então, a inserção de um pequeno filtro passa-baixas de segunda ordem na saída do amplificador principal — composto por L_1 , L_2 e C , conforme Figura 22 (b) — é a alternativa mais simples para a limitação do *slew rate* de $v_p(t)$ (GONG, 2009). Obviamente, essa medida reduz o desempenho dinâmico do amplificador principal, especialmente frente às variações de carga, quando sub/sobretensões em $v_p(t)$ com amplitude superior à capacidade de compensação do amplificador de correção tornam-se passíveis de ocorrência.

Cabe ressaltar que as fontes que implementam os barramentos CC das topologias da Figura 21 (a) e (b) devem apresentar isolamento galvânica. De modo a contornar esse problema, um inversor multiníveis que pode apresentar um barramento CC comum, mas emprega um transformador de saída (operando na frequência do sinal de referência) para implementar a conexão série entre os amplificadores principal e de correção é proposto por Hammond e Johnson (1994), conforme Figura 21 (c). Por outro lado, essa topologia, em função da presença do transformador de saída, não permite a síntese de formas de onda de tensão CA contendo, por exemplo, um nível CC de *offset*. Devido a sua operação em baixa

frequência, o referido transformador pode ser volumoso, comprometendo a densidade de potência da ACPS, além de limitar a banda-passante de controle.

A principal desvantagem da configuração série reside na limitação imposta pela tensão do barramento CC do amplificador de correção, definida a menor possível buscando a redução das perdas de condução (YUNDT, 1986). Dependendo da topologia empregada e da dimensão do filtro de saída — que pode ser dimensionado para atenuar harmônicas de chaveamento da modulação PWM ou para limitar o *slew rate* dos degraus da modulação em baixa frequência —, variações de carga e/ou de referência podem ocasionar distorções em $v_p(t)$ de tal ordem que podem levar o amplificador de correção à saturação (*clipping*), implicando na impossibilidade de compensação de distúrbios.

2.2.3.2 Principais técnicas de controle

Diferentemente das configurações anteriores, o amplificador principal na configuração série é controlado em malha aberta, enquanto que o amplificador de correção pode ser controlado em malha aberta ou malha fechada. Assim, essa seção foca principalmente nas técnicas de controle do amplificador de correção. As abordagens normalmente empregadas na configuração série de HPAs são restritas a:

- (i) Ação *feed-forward* (malha aberta) (JEONG et al., 1997); e/ou
- (ii) Malhas de atraso/avanço de fase (malha fechada) (BELTRAME et al., 2011a).

De modo geral, uma ACPS pode ser empregada como um gerador de formas de onda arbitrárias (e.g., como uma fonte de tensão de laboratório para uso geral) ou como o elemento atuador em uma malha de controle de processos (e.g., como um inversor de frequência no acionamento de máquinas de indução).

No primeiro caso, a principal preocupação é garantir que a forma de onda sintetizada $v_o(t)$ apresente alta-qualidade. Nesse caso, uma abordagem simples pode ser empregada para o controle dos amplificadores principal e de correção: uma ação *feed-forward* apenas para compensar a atenuação introduzida pelo filtro passa-baixas do amplificador principal (modelada *a priori*), conforme representado na Figura 23 (a). Nessa figura, G_{ff1} e G_{ff2} são os filtros empregados, respectivamente, na ação *feed-forward* de controle das plantas dos amplificadores principal $G_p(s)$ e de correção $G_c(s)$. Como a diferença de fase entre $v_p(t)$ e o sinal de referência $v_{ref}(t)$ implica, necessariamente, uma diferença nas suas amplitudes, uma parcela da capacidade de compensação do amplificador de correção acabaria

sendo comprometida com a compensação de fase caso as ações *feed-forward* não fossem empregadas.

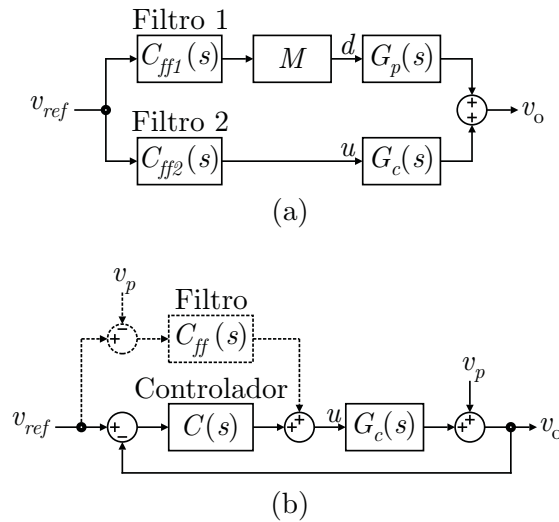


Figura 23: Controladores normalmente empregados na configuração série. (a) Ação *feed-forward* (JEONG et al., 1997). (b) Controlador por atraso/avanço de fase com (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011) ou sem controlador auxiliar *feed-forward* (BELTRAME et al., 2011a).

No segundo caso, é imprescindível garantir que $v_o(t)$ siga o sinal de referência tão próximo quanto possível (em termos de amplitude e, principalmente, fase) para garantir que a margem de fase do sistema de controle onde a ACPS está sendo empregada não seja comprometida. Então, se um filtro passa-baixas de saída for empregado na saída do amplificador principal, como nas topologias apresentadas na Figura 21 (a) e (b), o amplificador de correção deve compensar tanto a atenuação quanto a fase introduzidas em $v_p(t)$ pelo filtro. Nesse caso, normalmente se adota uma técnica de controle em malha fechada, conforme representado na Figura 23 (b). Como pode ser visto na Figura 23 (b), a forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal $v_p(t)$ é tratada como uma perturbação para a malha de controle do amplificador de correção (BELTRAME et al., 2011a). Além disso, uma ação *feed-forward* pode ser adicionalmente inserida para aprimorar a resposta dinâmica do sistema (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011), onde a diferença entre o sinal de referência $v_{ref}(t)$ e $v_p(t)$ é empregada para minimizar o impacto das perturbações causadas pelo amplificador principal.

Deve-se enfatizar que o amplificador principal da Figura 21 (b), sem o filtro passa-baixas de saída, não sofre com atraso de fase na forma de onda de saída e, por esse motivo, pode ser controlado em malha aberta. Independente disso, o amplificador de correção é controlado em malha fechada empregando uma característica intrínseca do LPA: um simples controlador proporcional pode ser adotado (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011), uma vez que a função de transferência do LPA exhibe um comportamento integral,

como demonstrado em Beltrame et al. (2011a). Assim, a função de transferência do LPA é usada em associação com um controlador proporcional para compor um controlador PI (i.e., $C(s)$ e $C_c(s)$ na Figura 23 (b) são integrados em um mesmo bloco).

2.2.3.3 Análise por simulação

Algumas características da configuração série de HPAs são ilustradas na análise por simulação realizada nesta seção. Para a análise, selecionou-se a topologia que emprega um inversor multiníveis simétrico com células ponte-completa em cascata, Figura 21 (b), utilizada em uma aplicação com ACPS (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011). Nesse exemplo, o amplificador de correção é controlado em malha fechada e o amplificador principal é controlado em malha aberta.

O circuito empregado na simulação, bem como o diagrama de controle, são apresentados na Figura 24. Considerações de projeto acerca dessa topologia podem ser encontradas em Gong, Hassler e Kolar (2011), enquanto a abordagem detalhada do projeto do sistema de controle é apresentada por Beltrame et al. (2011a).

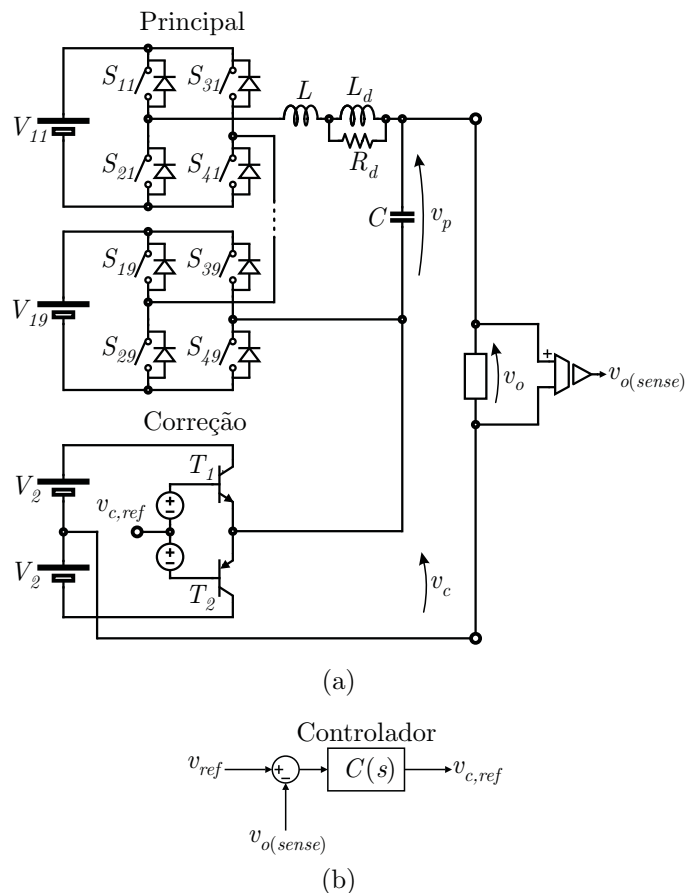


Figura 24: Simulação de uma topologia híbrida na configuração série empregando um inversor multiníveis simétrico com nove células ponte-completa em cascata. (a) Circuito do conversor (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011). (b) Circuito de controle (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011) e (BELTRAME et al., 2011a).

As principais especificações empregadas na simulação são: $P_o = 1000$ W (potência de saída); $n = 9$ (número de células); $V_{11} = V_{12} = \dots = V_{19} = 40$ V (nível de tensão do barramento CC das células do amplificador principal); $V_2 = 50$ V (nível de tensão do barramento CC do amplificador de correção); $L = 10$ μ H e $C = 220$ nF (indutor e capacitor do filtro de saída); $L_d = 68$ μ H e $R_d = 5$ Ω (indutor e resistor de amortecimento); e $v_{ref,rms} = 270$ V @ 400 Hz (sinal de referência). Apesar do amplificador principal da topologia da Figura 24 (a) ser modulado em baixa frequência (técnica *nearest level control*), há a necessidade do emprego de um filtro passa-baixas de saída (composto de L , C , L_d e R_d) para limitar o *slew rate* nos degraus de tensão de $v_p(t)$. Essa limitação é necessária devido à banda-passante finita do amplificador de correção. Um compensador do tipo PI é empregado no amplificador de correção, cuja implementação faz uso da própria característica integral observada na função de transferência do LPA (BELTRAME et al., 2011a). Nesse exemplo, a banda-passante de potência é limitada a 5 kHz, enquanto que a banda-passante de controle é de 600 kHz.

As formas de onda de tensão para operação em regime permanente são apresentadas na Figura 25 (a). Como pode ser visto, o amplificador de correção sintetiza uma forma de onda de tensão em regime permanente para compensar a diferença existente entre $v_{ref}(t)$ e $v_p(t)$ (i.e., os degraus de tensão e as ondulações introduzidas pelo filtro passa-baixas de saída).

Além disso, os resultados de simulação para uma variação instantânea de 0 para 100% de carga são apresentados na Figura 25 (b). Nesse caso, a subtensão causada em $v_p(t)$ (em destaque na área sombreada) não pôde ser completamente compensada pelo amplificador de correção, uma vez que $v_c(t)$ atingiu seu valor de saturação (definido por V_2). Logo, uma distorção no momento da perturbação pôde ser observada em $v_o(t)$.

2.3 Análise qualitativa

A partir das características das configurações envelope, paralela e série de HPAs apresentadas até o momento, é possível identificar os limites de operação de cada arranjo, conforme representado na Figura 26. Nessa análise, assume-se que:

1. O amplificador de correção é projetado/dimensionado *a priori*, de modo que sua banda-passante e a potência máxima (definidos pela máxima tensão $v_{c,max}$ e máxima corrente $i_{c,max}$ dos transistores lineares do estágio de saída) são conhecidos;

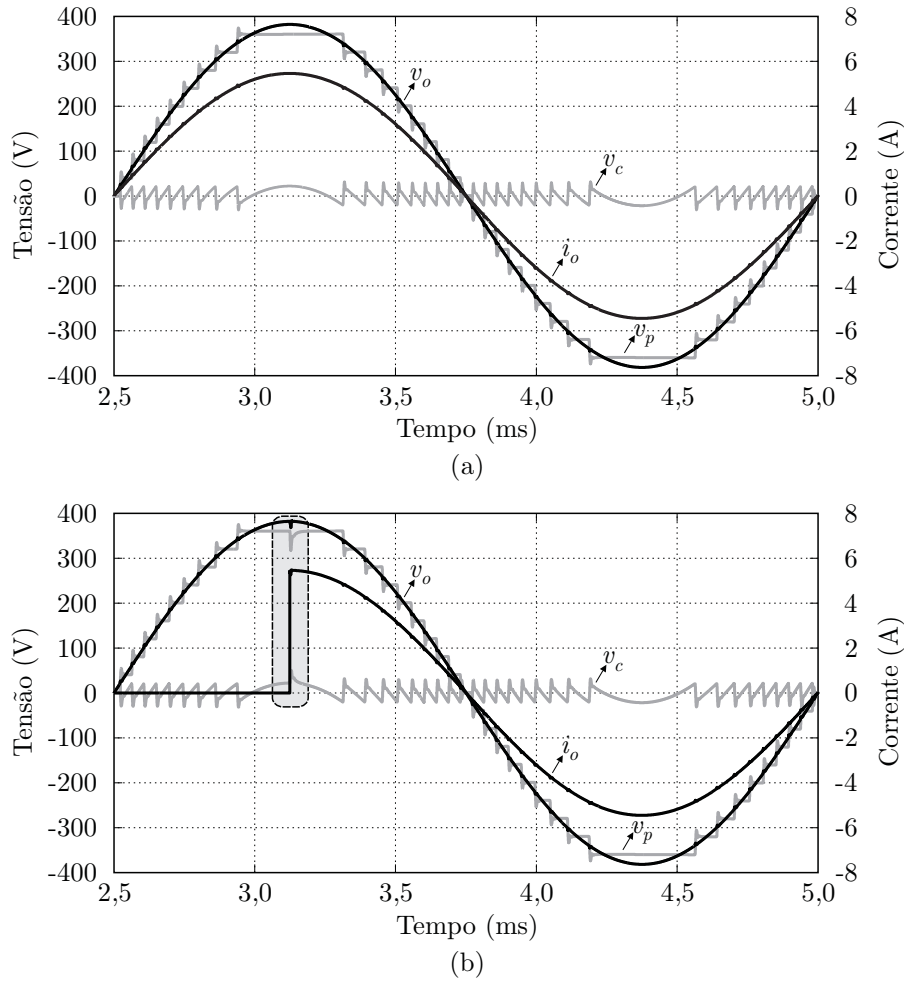


Figura 25: Resultados de simulação da topologia híbrida na configuração série empregando um inversor multiníveis simétrico com nove células ponte-completa em cascata. (a) Formas de onda em regime permanente. (b) Variação instantânea de carga (de 0 para 100%).

2. Objetiva-se empregar uma configuração híbrida de amplificadores de potência para maximizar o rendimento do sistema.

Desse modo, com respeito à Figura 26, três regiões podem ser definidas:

1. *Região série*: essa região é limitada pela condição $i_{o,max} < i_{c,max}$. Ou seja, a máxima tensão de saída $v_{o,max}$ pode assumir qualquer valor desde que a máxima corrente de saída $i_{o,max}$ seja inferior à capacidade do amplificador de correção, o qual conduz integralmente a corrente de carga na configuração série;
2. *Região paralela*: essa região é limitada pela condição $v_{o,max} < v_{c,max}$. Ou seja, a máxima corrente de saída $i_{o,max}$ pode assumir qualquer valor desde que a máxima tensão de saída $v_{o,max}$ seja inferior à capacidade do amplificador de correção, o qual sustenta integralmente a tensão sobre carga na configuração paralela;

3. *Região envelope*: essa região é limitada pelas condições $v_{o,max} < v_{c,max}$ e $i_{o,max} < i_{c,max}$ (i.e., ambas máxima tensão de saída $v_{o,max}$ e máxima corrente de saída $i_{o,max}$ devem ser inferiores à capacidade do amplificador de correção). O principal ganho, nesse caso, não está relacionado à extensão da capacidade do amplificador (limitada pelo LPA), mas sim ao aumento do rendimento global do amplificador pela redução da queda de tensão nos transistores de saída do LPA.

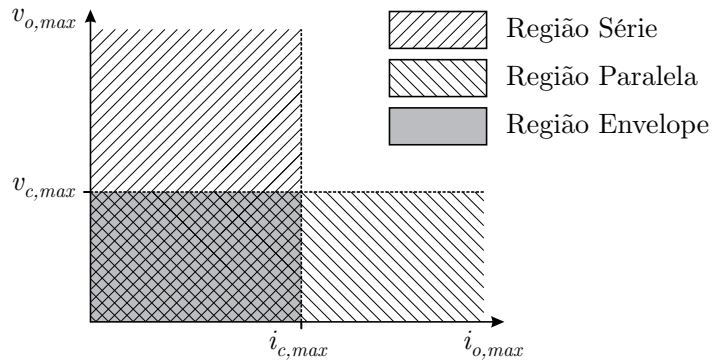


Figura 26: Limites de operação das configurações envelope, paralela e série de HPAs.

Então, na Figura 27 é representado um diagrama, derivado a partir dos limites definidos na Figura 26, para seleção da configuração de HPA mais adequada a uma dada aplicação. Como pode ser observado na Figura 27, os limites de operação do amplificador de correção (LPA) devem ser conhecidos *a priori*.

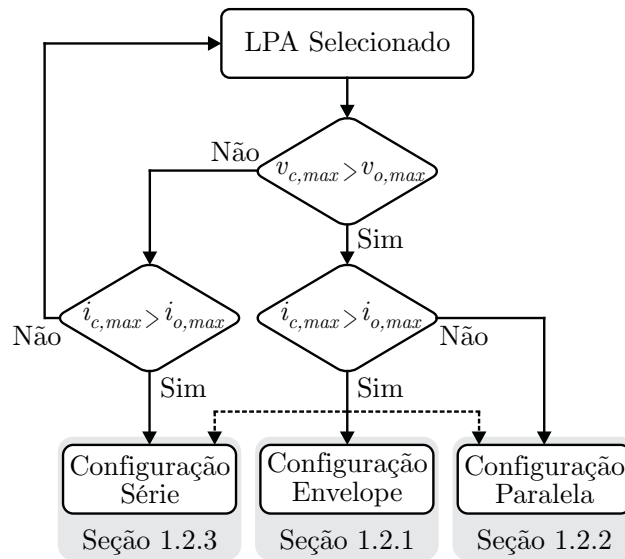


Figura 27: Fluxograma para a seleção da configuração de HPA mais adequada.

2.4 Sumário

Nesse capítulo realizou-se uma revisão das principais topologias híbridas propostas na literatura para aplicações com fontes CA de potência. Conforme verificado, as topologias híbridas foram propostas buscando aliar a qualidade da forma de onda proporcionada por um amplificador linear com o rendimento característico de um amplificador chaveado. Além disso, demonstrou-se que as topologias híbridas podem ser classificadas em configuração envelope, configuração série e configuração paralela, dependendo do modo em que se dá a associação entre os amplificadores linear e chaveado.

As topologias híbridas da configuração envelope são compostas por um amplificador linear, responsável pela síntese da forma de onda de saída, e por uma fonte chaveada — denominada de fonte de rastreamento (TPS) — responsável pela regulação do barramento CC do amplificador linear. A principal desvantagem da configuração envelope é relacionada ao fato do amplificador linear necessitar sustentar integralmente a tensão de saída da ACPS. Logo, aplicações que demandem formas de onda de tensão com elevada amplitude dificultam o projeto do amplificador linear. Assim, o emprego da configuração envelope restringe-se, basicamente, às aplicações com tensões reduzidas, como em equipamentos de rádio-frequência, especialmente dispositivos portáteis de comunicação (telefones celulares, *laptops*, etc.).

Já na configuração paralela, as saídas de um amplificador chaveado (amplificador principal) e de um amplificador linear (amplificador de correção) são conectadas em paralelo, de modo que o amplificador principal contribui com a parcela mais significativa da corrente de carga, enquanto que o amplificador de correção contribui com a diferença entre as correntes de carga e a fornecida pelo amplificador chaveado, além de definir a tensão de saída da ACPS. O emprego da configuração paralela em aplicações que emulam a rede elétrica exige que o amplificador linear seja dimensionado para tensões elevadas, inserindo certo grau de dificuldade no projeto e na definição dos semicondutores empregados. Assim, o emprego da configuração paralela restringe-se principalmente às aplicações com tensões reduzidas, como áudio, rádio-frequência e fontes de tensão para microprocessadores.

Na configuração série, o amplificador principal sintetiza uma forma de onda de tensão próxima à desejada na saída da ACPS, enquanto que o amplificador de correção é empregado na compensação das distorções da forma de onda proveniente do amplificador principal. Assim, o amplificador de correção pode apresentar um barramento CC muito inferior ao do amplificador principal, implicando que a potência fornecida pelo mesmo seja apenas uma fração da potência fornecida pela ACPS. Logo, a configuração série é ade-

quada às aplicações com tensões elevadas, como na emulação da tensão da rede elétrica de alimentação. Conforme comentado, a principal desvantagem da configuração série reside na limitação imposta pela tensão do barramento CC do amplificador de correção, uma vez que variações de carga e de referência podem ocasionar distorções na forma de onda sintetizada pelo amplificador principal, de tal ordem que o amplificador de correção pode ser levado à saturação (*clipping*), implicando na impossibilidade de compensação.

De modo geral, as topologias híbridas na configuração série são as menos exploradas na literatura, apesar de adequadas às aplicações com ACPSs. Assim, esse campo de estudo proporciona margem para contribuições tanto topológicas quanto em técnicas de controle. Por exemplo, a possibilidade de operar o amplificador principal da Figura 21 (a) em malha fechada, buscando minimizar a impedância de saída do filtro passa-baixas de segunda ordem ou mesmo reduzir o desvio de fase inserido, não foi explorada. Além disso, a estrutura da Figura 21 (b) pode ser aprimorada através do emprego de outra topologia multiníveis que possibilite a redução no número de células e, por consequência, de chaves semicondutoras e circuitos de acionamento. Além disso, a possibilidade de empregar a técnica de modulação com portadoras em deslocamento de fase (*phase-shift*) — cuja frequência resultante da ondulação da tensão sintetizada é $2nf_s$, onde f_s é a frequência de chaveamento e n é o número de células —, associada a técnicas de controle com múltiplas amostragens e atualizações da lei de controle dentro de um período de chaveamento, pode contribuir à redução do número de células necessárias para um mesmo amplificador de correção.

3 CONEXÃO SÉRIE DE UM INVERSOR MULTINÍVEIS PWM E UM LPA

“Nunca ande pelo caminho traçado, pois ele conduz somente onde outros já foram.”

Alexander Graham Bell

3.1 Considerações gerais

Neste capítulo é proposta uma topologia de ACPS composta pela associação série entre um inversor multiníveis simétrico, composto por células ponte-completa conectadas em cascata e modulado em largura de pulso (*Pulse-Width Modulation* — PWM), com um amplificador linear de baixa tensão e baixa potência. Enquanto o primeiro opera como amplificador principal, processando a maior parcela da energia fornecida à carga, o segundo opera como amplificador de correção, garantindo alta fidelidade à forma de onda de tensão sintetizada pela ACPS, sem, no entanto, comprometer o rendimento do sistema.

Conforme exposto, o amplificador principal opera com modulação PWM, porém com as portadoras de cada célula em deslocamento de fase (modulação *phase-shift* PWM), resultando em uma frequência de saída múltipla do número de células. Desse modo, pelo aumento do número de células, pode-se reduzir os valores dos elementos passivos do filtro passa-baixas encarregado de atenuar os harmônicos de chaveamento (para um mesmo conteúdo harmônico).

Uma análise criteriosa acerca do projeto do amplificador principal é realizada nesse capítulo, incluindo a seleção do número de células e dos parâmetros do filtro passa-baixas. Cabe ressaltar que os parâmetros de projeto do amplificador principal impactam nos níveis

de distorção presentes na forma de onda de tensão sintetizada pelo mesmo, as quais devem ser compensadas pelo amplificador de correção. Dentre as possíveis distorções, destacam-se: (i) ondulação de tensão na frequência de chaveamento resultante (*ripple* de tensão); (ii) fase e atenuação, com respeito ao sinal de referência, inseridas pelo filtro passa-baixas; e (iii) possíveis distorções (sub/sobretensões) ocasionadas por variações na carga. Além destas, ondulações no nível de tensão do barramento CC dos amplificadores principal e de correção podem inserir distorções na forma de onda de saída. Salienta-se, porém, que esse fenômeno não é investigado, pois depende muito do modo como os barramentos CC são implementados bem como do grau de rejeição que os sistemas de controle dos amplificadores apresentam a tais perturbações. Assim, conhecendo-se essas dinâmicas, a capacidade mínima de compensação do amplificador de correção pode ser determinada.

Salienta-se que uma metodologia de projeto para o amplificador principal, considerando-se o impacto no desempenho do amplificador de correção, é uma contribuição proposta no capítulo. Ainda, uma abordagem com respeito à técnica de controle (modelagem e metodologia de projeto) é apresentada e a análise de estabilidade é realizada com base em técnicas clássicas de controle de processos. Por fim, resultados experimentais são apresentados para validar a topologia proposta.

As principais vantagens da topologia proposta nesse capítulo quando comparada às presentes na literatura são: (i) redução do número de células (e, por consequência de chaves semicondutoras controladas e circuitos de *gate-driver*) necessárias ao inversor multiníveis que implementa o amplificador principal; e (ii) minimização do filtro passa-baixas na saída do inversor multiníveis que compõe o amplificador principal, possibilitando uma melhora significativa da resposta dinâmica da ACPS.

Cabe destacar que a proposta e as análises realizadas nesse capítulo foram parcialmente publicadas em (BELTRAME et al., 2011a).

3.2 Topologia proposta

Conforme apresentado no capítulo referente à revisão bibliográfica, duas são as abordagens clássicas adotadas na implementação do amplificador principal em aplicações com ACPSs: (i) inversores empregando modulação PWM e filtro passa-baixas de saída (e.g., um inversor meia-ponte (JEONG et al., 1997)), limitando a resposta dinâmica do sistema; e (ii) inversores multiníveis com células ponte-completa em cascata empregando modulação em baixa-frequência e sem filtro de saída (e.g., a topologia simétrica proposta por Gong,

Ertl e Kolar (2006) e a assimétrica proposta por Mueller e Park (1994)). Nesse segundo caso, a modulação em baixa frequência empregada (e.g., modulação *nearest level control* (FRANQUELO et al., 2008)) proporciona uma forma de onda composta por degraus de tensão. Desse modo, especialmente em inversores multiníveis na configuração simétrica, um grande número de células ponte-completa pode ser requerido para que os degraus de tensão sejam suficientemente pequenos para possibilitar que um LPA de baixa tensão, operando como amplificador de correção, possa ser empregado. Nesse caso, um amplificador principal com um elevado número de chaves semicondutoras, bem como circuitos de acionamento (*gate-driver*) isolados pode ser necessário, como em Gong, Ertl e Kolar (2006), reduzindo a confiabilidade do sistema.

Assim, buscando minimizar as desvantagens apontadas nas topologias anteriores, propõe-se empregar um inversor multiníveis simétrico com células ponte-completa em cascata como amplificador principal, porém fazendo uso da modulação *phase-shift* PWM. Nesse caso, um filtro de saída para atenuação dos componentes harmônicos da modulação é utilizado e o projeto do mesmo é otimizado buscando-se elevar a banda-passante do conversor, uma vez que a frequência de localização dos componentes harmônicos no espectro é proporcional ao número de células do conversor na modulação *phase-shift* PWM. Então, um amplificador linear de baixa-tensão e baixa-potência pode ainda ser empregado como amplificador de correção na compensação de distorções na forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal (e.g., ondulação de tensão, fase e atenuação, sub/sobretensão, entre outras).

A topologia proposta é representada na Figura 28 (a), onde o amplificador principal é composto de um inversor multiníveis simétrico com n células ponte-completa em cascata e o amplificador de correção é genericamente representado como um LPA Classe-AB. Como exemplo, as formas de onda de tensão teóricas da topologia proposta são representadas na Figura 28 (b) para um inversor multiníveis composto por duas células.

O emprego da modulação *phase-shift* PWM e de um filtro de saída no inversor multiníveis que compõe o amplificador principal podem contribuir à redução no número de células necessárias para que pequenas distorções na forma de onda de tensão sintetizadas pelo amplificador principal sejam garantidas. Desse modo, um amplificador de correção de pequena potência pode ser utilizado, independentemente da potência da aplicação. Logo, a confiabilidade do sistema pode ser maximizada. Apenas como exemplo, Gong, Ertl e Kolar (2006) utilizaram nove células ponte-completa em uma aplicação com modulação em baixa frequência, totalizando 36 chaves semicondutoras controladas, para minimizar os degraus de tensão e garantir a capacidade de compensação do amplificador de correção.

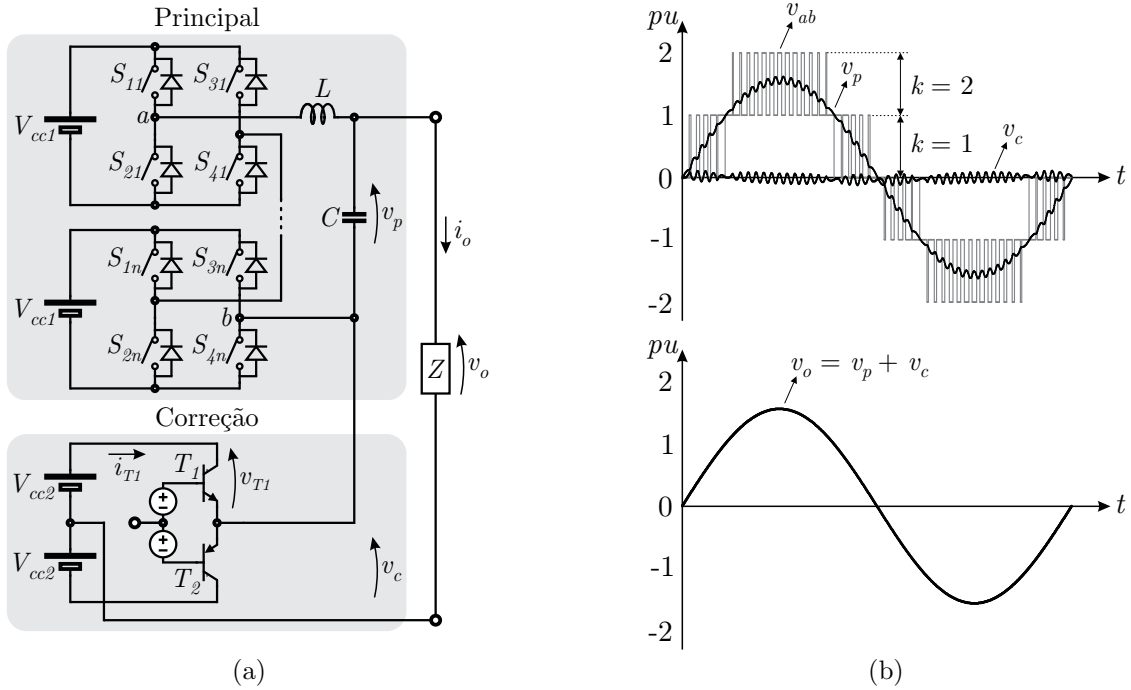


Figura 28: Topologia híbrida proposta. (a) Circuito. (b) Principais formas de onda.

Obviamente, quanto maior é o número de células, menor é o nível de tensão requerido aos semicondutores empregados. Cabe ressaltar que a modulação *phase-shift* PWM resulta em uma frequência sobre o filtro de saída proporcional a $2nf_s$, onde n é o número de células ponte-completa e f_s é a frequência de chaveamento.

Por outro lado, o emprego de um filtro passa-baixas inevitavelmente insere dinâmicas de baixa frequência no sistema. No caso particular, o filtro pode limitar a máxima taxa de variação de tensão que pode ser sintetizada pela ACPS (denominada dv/dt ou *slew rate*). Então, a topologia proposta acaba sendo adequada a aplicações onde são requeridas formas de onda de alta fidelidade, mas com limitado *slew rate* (e.g., alimentação de cargas especiais, síntese de formas de onda incluindo harmônicos de ordem superior para ensaios de conformidade, testes de varredura de frequência com formas de onda senoidais para ensaios de vibração eletrodinâmica (DELLA FLORA; GRUNDLING, 2008), entre outras).

3.3 Análise da topologia proposta

As principais considerações acerca da topologia proposta, especialmente com relação à metodologia de projeto do amplificador principal e do filtro passa-baixas de saída, bem como o respectivo impacto no dimensionamento do amplificador de correção, são considerados a seguir. Adicionalmente, a modelagem e o controle em malha fechada do sistema são detalhados.

3.3.1 Amplificador principal

Uma vez que o amplificador de correção opera analogamente a um filtro ativo série, o projeto do filtro passa-baixas empregado na saída do amplificador principal não segue as metodologias clássicas de projeto, como as que visam a minimização do conteúdo harmônico na forma de onda de tensão sintetizada pelo inversor PWM (MICHELS et al., 2006). Desse modo, as dinâmicas introduzidas pelo filtro passa-baixas são modeladas para que seu impacto no dimensionamento do amplificador de correção seja conhecido.

Para a análise a seguir, as seguintes hipóteses são assumidas:

1. Os dispositivos semicondutores (chaves ativas e diodos) empregados na implementação do inversor multiníveis que compõe o amplificador principal:
 - (a) Não introduzem dinâmicas no sistema;
 - (b) Não apresentam perdas de comutação (devido à frequência de chaveamento reduzida);
2. A modulação empregada no inversor multiníveis é PWM natural, de modo que os efeitos da amostragem são desconsiderados;

3.3.1.1 Ondulação de corrente

A determinação da ondulação de corrente pelo indutor de filtro tem basicamente dois propósitos: (i) permitir a determinação da ondulação de tensão no capacitor de filtro, a qual deve ser compensada pelo amplificador de correção; e (ii) possibilitar a estimativa das perdas de condução no amplificador principal, uma vez que a ondulação de corrente contribui diretamente à corrente eficaz que circula pelos semicondutores.

A metodologia empregada na determinação da ondulação de corrente pelo indutor de filtro L tem por base a análise do balanço dos *volts-segundos* aplicados ao indutor (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). A validade dessa análise requer que as ondulações de corrente e tensão, respectivamente através do indutor L e do capacitor C , possuam amplitudes muito pequenas se comparadas aos seus valores fundamentais. Inicialmente, assume-se que a forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal $v_p(t)$ segue o sinal de referência $v_{ref}(t)$, ou seja, $v_p(t) = v_{ref}(t)$. O sinal de referência $v_{ref}(t)$ é definido na Equação (3.1), onde m_a é o índice de modulação em amplitude ($0 \leq m_a \leq 1$),

V_{cc1} é a tensão do barramento CC de uma célula e f é a frequência do sinal de referência.

$$v_{ref}(t) = nV_{cc1}m_a \text{sen}(2\pi ft) \quad (3.1)$$

O valor instantâneo da razão-cíclica $d_k(t)$ no k -ésimo setor positivo da forma de onda de tensão pode ser calculado através da Equação (3.2), onde $k(t)$, definido na Equação (3.3), é o setor onde se encontra o sinal de referência $v_{ref}(t)$, conforme a Figura 28 (b), e $\text{ceil}(x)$ é uma função que retorna o menor valor inteiro superior ou igual a x .

$$d_k(t) = nm_a \text{sen}(2\pi ft) + 1 - k(t) \quad (3.2)$$

$$k(t) = \text{ceil}\left(\frac{v_{ref}(t)}{V_{cc1}}\right) \quad (3.3)$$

Em regime permanente, o valor médio em um período de chaveamento resultante $T_s/2n$ da tensão aplicada sobre o indutor de filtro $v_L(t)$, representada na Figura 29, é nulo (i.e., $\langle v_L(t) \rangle_{\frac{T_s}{2n}} = 0$). Logo, a partir da Figura 29, o valor instantâneo da ondulação de corrente pode ser determinado para o k -ésimo setor da tensão de saída, conforme

$$\Delta i_{L,ripple,k}(t) = \frac{d_k(t)[k(t)V_{cc1} - v_p(t)]}{2nf_s L}, \quad (3.4)$$

lembrando que $f_s = 1/T_s$.

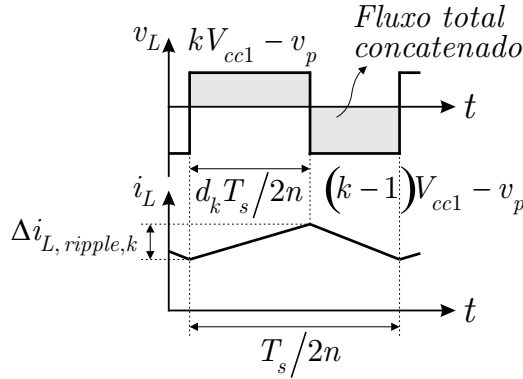


Figura 29: Formas de onda de tensão e corrente através do indutor de filtro para o k -ésimo setor de tensão.

Levando-se as Equações (3.1) a (3.3) na Equação (3.4) e assumindo que $v_p(t) = v_{ref}(t)$ (i.e., o amplificador principal sintetiza o sinal de referência), é possível demonstrar que o valor máximo (pico-a-pico) assumido pela ondulação de corrente $\Delta i_{L,ripple,max}$ pode ser calculado através da Equação (3.5). Observa-se, a partir da Equação (3.5), que a amplitude da ondulação de corrente pelo indutor de filtro é reduzida pelo aumento do número de células n do inversor, da frequência de chaveamento f_s e do valor da indutância

de filtro L .

$$\Delta i_{L,ripple,max} = \frac{V_{cc1}}{8nf_s L} \quad (3.5)$$

3.3.1.2 Ondulação de tensão

Uma análise conservativa para a determinação da ondulação na tensão de saída do amplificador principal $v_p(t)$ é considerar que a ondulação de corrente pelo indutor de filtro L flui integralmente pelo capacitor de filtro C , uma vez que sua impedância, na frequência de chaveamento resultante $2nf_s$, é muito inferior à impedância da carga (ERICKSON; MAK-SIMOVIC, 2001). Desse modo, a corrente através do capacitor de filtro $i_C(t)$ é equivalente à corrente através do indutor de filtro $i_L(t)$, porém com a componente CC removida (em um período de chaveamento resultante $T_s/2n$). Logo, a partir da Figura 30 e do *balanço de carga* no capacitor, pode-se prever a ondulação instantânea de tensão sobre o capacitor de filtro como sendo

$$\Delta v_{p,ripple,k}(t) = \frac{\Delta i_{L,ripple,k}(t)}{16nf_s C}. \quad (3.6)$$

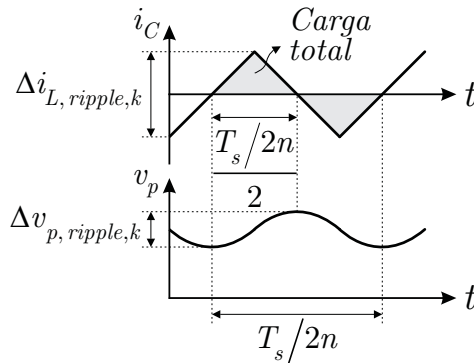


Figura 30: Formas de onda de tensão e corrente através do capacitor de filtro para o k -ésimo setor de tensão.

Levando-se as Equações (3.1) a (3.4) na Equação (3.6), é possível demonstrar que o valor máximo (pico-a-pico) assumido pela ondulação de tensão $\Delta v_{p,ripple,max}$ sobre o capacitor de filtro (e, por consequência, na forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal) pode ser calculado através da Equação (3.7), onde f_n , calculada pela Equação (3.8), é definida como a frequência natural de ressonância do filtro passa-baixas de segunda ordem. Observa-se, a partir da Equação (3.7), que a amplitude da ondulação de tensão sobre o capacitor de filtro é inversamente proporcional (com um fator quadrático) ao número de células n do inversor e à frequência de chaveamento f_s .

$$\Delta v_{p,ripple,max} = \frac{\pi^2 V_{cc1}}{8} \left(\frac{f_n}{2nf_s} \right)^2 \quad (3.7)$$

$$f_n \triangleq \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.8)$$

3.3.1.3 Sub/sobretensão

Variações na impedância de carga Z alimentada pela ACPS (incremento/decremento) resultam, inevitavelmente, em perturbações na forma de onda de tensão na saída do amplificador principal devido às dinâmicas do filtro passa-baixas (i.e., impedância de saída do filtro), as quais podem se refletir na forma de onda de tensão sintetizada pela ACPS $v_o(t)$, comprometendo sua fidelidade ao sinal de referência $v_{ref}(t)$. Então, para que o amplificador de correção seja dimensionado de modo a compensar possíveis distorções em $v_p(t)$ provenientes de distúrbios de carga, as dinâmicas do filtro sob essas condições precisam ser modeladas.

Nesse sentido, o amplificador principal e seu filtro passa-baixas de saída são modelados conforme representado na Figura 31 (a), onde a tensão sintetizada pelo inversor multiníveis $v_{ab}(t)$ e a corrente de carga $i_o(t)$ (tratada como distúrbio na análise a seguir) são definidos na Figura 28 (a). Assim, através da análise de circuitos no domínio da frequência, é possível a obtenção das funções de transferência que relacionam a forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal $v_p(t)$ com $v_{ab}(t)$ e com $i_o(t)$, conforme a Equação (3.9). Esse modelo dinâmico é representado na forma de diagrama de blocos na Figura 31 (b), onde a forma de onda de tensão de saída da ACPS $v_o(t)$ é ainda composta pela adição da tensão sintetizada pelo amplificador de correção $v_c(t)$.

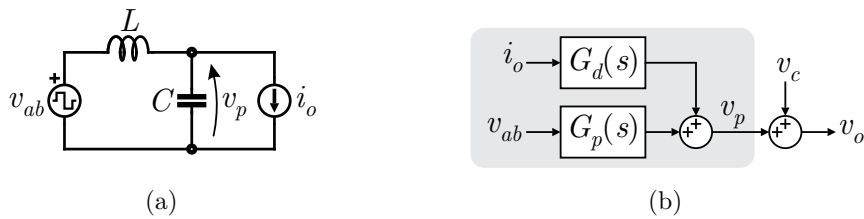


Figura 31: Modelo do filtro passa-baixas de saída. (a) Circuito simplificado. (b) Diagrama de blocos do modelo dinâmico.

$$v_p(s) = v_{ab}(s)G_p(s) + i_o(s)G_d(s), \quad (3.9)$$

onde

$$G_p(s) = \frac{1}{s^2LC + 1} \quad (3.10)$$

e

$$G_d(s) = -\frac{sL}{s^2LC + 1}. \quad (3.11)$$

Cabe ressaltar que o modelo dinâmico representado na Figura 31 (b) é válido tanto para perturbações positivas (incremento de $i_o(t)$) quando para perturbações negativas (decremento ou mesmo inversão no sentido de $i_o(t)$, dependendo da intensidade da perturbação). A função de transferência $G_p(s)$ relaciona a forma de onda de saída do filtro passa-baixas $v_p(s)$ ao sinal de entrada $v_{ab}(s)$. Já a função de transferência $G_d(s)$ relaciona a forma de onda de saída do filtro passa-baixas $v_p(s)$ à corrente de carga $i_o(s)$. A avaliação do impacto de distúrbios de carga na dinâmica do filtro passa-baixas pode ser realizada com base na análise de $G_d(s)$.

A máxima variação observada em $v_p(t)$ (sub/sobretensão) pode ser modelada pela aplicação de um degrau de corrente $I_{o,degrau}$ em $G_d(s)$:

$$\Delta v_{p,pert}(s) = \left(\frac{I_{o,degrau}}{s} \right) G_d(s) = \left(\frac{I_{o,degrau}}{s} \right) \left(-\frac{sL}{s^2LC + 1} \right) \quad (3.12)$$

A resposta temporal à perturbação $I_{o,degrau}$ pode ser calculada por:

$$\Delta v_{p,pert}(t) = \mathcal{L}^{-1}\{\Delta v_{p,pert}(s)\}, \quad (3.13)$$

onde o operador $\mathcal{L}^{-1}\{\cdot\}$ representa a transformada inversa de Laplace.

Desse modo, levando-se a Equação (3.12) à Equação (3.13) e solucionando, resulta em:

$$\Delta v_{p,pert}(t) = -I_{o,degrau} Z_n \text{sen}(2\pi f_n t), \quad (3.14)$$

onde $Z_n \triangleq \sqrt{L/C}$ é a impedância característica do filtro passa-baixas.

Assim, o valor máximo da sub/sobretensão provocada por $I_{o,degrau}$ pode ser obtido diretamente da Equação (3.14):

$$\Delta v_{p,pert,max} = I_{o,degrau} Z_n. \quad (3.15)$$

A definição da intensidade do degrau $I_{o,degrau}$ (e.g., 1/4 ou 1/2 da corrente nominal) é um parâmetro de projeto e pode ser determinado pelo conhecimento do tipo de carga que a ACPS irá alimentar, bem como do tipo de ensaio. Por exemplo, o acionamento de máquinas elétricas pode ocasionar picos de corrente na partida muito superiores à corrente nominal (entre quatro e seis vezes em motores monofásicos). Caso o ensaio demande sucessivas partidas, a ACPS deve ser dimensionada para compensar as distorções provocadas por tais degraus de carga.

As distorções ocasionadas em $v_p(t)$ devido a variações de carga podem ser minimizadas pelo emprego de controle em malha fechada no amplificador principal, uma vez que, de modo geral, o controle em malha fechada possibilita a redução da impedância de saída do inversor. Entretanto, a estratégia de controle e/ou o controlador adotados não podem impactar negativamente nos demais parâmetros do amplificador principal (e.g., o emprego de um compensador do tipo proporcional-integral-derivativo, PID, adiciona fase ao sistema, exigindo maior intervenção do amplificador de correção, conforme apresentado na seção 3.3.1.4).

3.3.1.4 Atenuação e fase

Em muitas aplicações, fontes CA de potência são empregadas como atuadores em controle de processos ou em ensaios que demandem grande precisão (e.g., acionamento e controle de velocidade de máquinas elétricas, fontes para ensaios de conformidade, etc.) ou como fontes de tensão para a síntese de formas de onda arbitrárias (e.g., fontes de uso geral para laboratórios, fontes para alimentação de cargas críticas, etc.). No primeiro caso, é imprescindível que a forma de onda de tensão sintetizada pela ACPS $v_o(t)$ siga, tão fiel quanto possível, o sinal de referência desejado $v_{ref}(t)$ em termos de amplitude e, principalmente, fase. Caso uma defasagem seja inserida, a mesma precisa ser considerada no processo de controle onde a ACPS é utilizada, sob pena de, se desconsiderada, comprometer a margem de fase e, por consequência, a estabilidade global do sistema. Por outro lado, no segundo caso, apenas a atenuação inserida pelo filtro passa-baixas precisa ser considerada, uma vez que o usuário da ACPS desconhece a fase da referência (i.e., o usuário define apenas parâmetros como frequência, amplitude, entre outros). Porém, quando a ACPS é empregada para sintetizar formas com conteúdo harmônico para ensaios de conformidade (MIL-STD-704F, 2004), a fase introduzida com o aumento da frequência deve ser considerada. Do contrário, haverá uma perda de fidelidade com respeito ao sinal de referência.

Salienta-se que a análise realizada a seguir assume o caso mais restritivo à operação da ACPS, onde as dinâmicas inseridas pelo filtro passa-baixas empregado no amplificador principal precisam ser consideradas. Nesse caso, o amplificador de correção deve compensar concomitantemente as distorções oriundas da atenuação e da fase inseridas pelo filtro passa-baixas.

Inicialmente, assume-se que a ACPS está alimentando uma carga linear R , à potência nominal. Nesse caso, $i_o(s) = v_o(s)/R$ e a Equação (3.9) pode ser reescrita como

$$v_{p,R}(s) = v_{ab}(s)G_{p,R}(s), \quad (3.16)$$

onde

$$G_{p,R} = \frac{1}{s^2LC + \frac{s}{RC} + 1}. \quad (3.17)$$

Uma vez que o filtro passa-baixas introduz um ganho A e uma fase ϕ , conforme representado na Figura 32 (a), a máxima diferença de amplitude entre as formas de onda de tensão aplicadas na entrada $v_{ab}(t)$ e na saída do filtro $v_p(t)$, $\Delta v_{p,fase,max}$, definida na Figura 32 (b), pode ser calculada através da Equação (3.18). É importante destacar que a diferença de fase entre $v_{ab}(t)$ e $v_p(t)$ introduzida por $G_{p,R}(s)$ cresce com o aumento da frequência. Assim, deve-se considerar o pior caso de operação da ACPS, quando a frequência do sinal de referência $\omega = 2\pi f$ é máxima, sendo este um parâmetro de projeto.

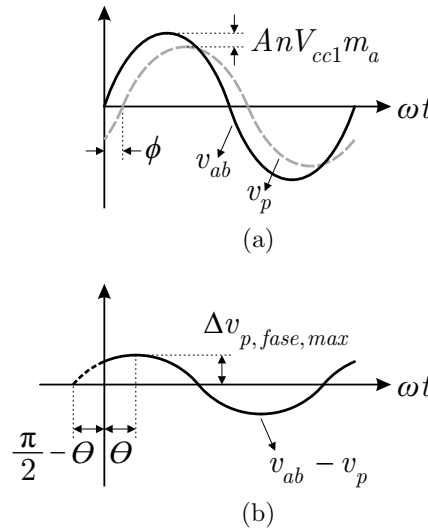


Figura 32: Atenuação e fase inseridas pelo filtro passa-baixas de saída. (a) Formas de onda de tensão de entrada $v_{ab}(t)$ e saída $v_p(t)$. (b) Diferença de amplitude entre $v_{ab}(t)$ e $v_p(t)$.

$$\Delta v_{p,fase,max} = nV_{cc1}m_a[\text{sen}(\theta) - A\text{sen}(\theta + \phi)], \quad (3.18)$$

onde

$$A \triangleq |G_{p,R}(j\omega)| = \frac{\omega_n^2}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + \left(\frac{\omega}{RC}\right)^2}}, \quad (3.19)$$

$$\phi \triangleq \angle G_{p,R}(j\omega) = \text{arctg} \left(-\frac{\omega}{RC(\omega_n^2 - \omega^2)} \right) \quad (3.20)$$

e

$$\theta = \arctg \left(\frac{\cos(\phi) - A^{-1}}{\text{sen}(\phi)} \right). \quad (3.21)$$

3.3.1.5 Perdas em condução

Para a estimativa das perdas de condução no amplificador principal (inversor multiníveis simétrico), faz-se necessário:

1. Determinar a forma de onda de corrente pelo indutor de filtro, composta pela corrente de carga sobreposta à ondulação de corrente na frequência de chaveamento resultante $2nf_s$;
2. Identificar os intervalos de condução do conjunto chave semicondutora e diodo antiparalelo de um braço de uma célula do inversor multiníveis (por exemplo, com referência à Figura 28, S_{11} e $D_{S_{21}}$);
3. Calcular as perdas em condução nos referidos dispositivos semicondutores;
4. Calcular as perdas totais através da extrapolação do resultado para os $4n$ conjuntos chave-diodo que compõem a topologia da Figura 28. Esse procedimento é possível em função da simetria do inversor.

Para a análise apresentada a seguir, assume-se que as chaves semicondutoras que compõem o amplificador principal da Figura 28 são implementadas por MOSFETs, cujo modelo, quando em condução, é aproximado por uma resistência série ($R_{DS_{on}}$). Já os diodos, quando em condução, são aproximados por uma fonte de tensão constante de valor V_f . Obviamente, $R_{DS_{on}}$ e V_f são função da temperatura de operação do dispositivo semicondutor, porém a influência da temperatura será desconsiderada na análise.

- *Determinação da corrente pelo indutor de filtro*

A corrente pelo indutor de filtro é definida pela soma da corrente de carga $i_o(t)$ (conhecida *a priori*) com a ondulação de corrente $\Delta i_L(t)$ na frequência de chaveamento resultante ($2nf_s$):

$$i_L(t) = i_o(t) + \Delta i_L(t). \quad (3.22)$$

Para a determinação de $\Delta i_L(t)$, é necessário calcular o instante inicial t_{i1} de cada período de chaveamento resultante. A ondulação de corrente $\Delta i_L(t)$ pode ser representada

com muita precisão por uma forma de onda triangular, com razão cíclica $d_k(t)$ e amplitude $\Delta i_{L,ripple,k}(t)$, conforme definido pelas Equações (3.2) e (3.4), respectivamente.

Então, seja o instante inicial t_{i1} da forma de onda triangular (cujo período vale $T_s/2n$) definido por:

$$t_{i1}(t) \triangleq \frac{a_1(t)T_s}{2n}, \quad (3.23)$$

com

$$a_1(t) \triangleq \text{floor} \left(\frac{t}{\frac{T_s}{2n}} \right), \quad (3.24)$$

onde a função $\text{floor}(x)$ retorna o maior valor inteiro inferior ou igual a x .

Ainda, o valor da razão-cíclica para o a -ésimo período de chaveamento resultante pode ser determinado por:

$$d_1(t) = d_k(t_{i1}(t)). \quad (3.25)$$

Assim, o valor de pico-a-pico da ondulação de corrente (conforme definido na Figura 29 e dado pela Equação (3.4)) para o a -ésimo período de chaveamento resultante pode ser determinado por:

$$\Delta i_{L,pp}(t) = \Delta i_{L,ripple,k}(t_{i1}(t)), \quad (3.26)$$

que implica que $v_p(t) = v_{ref}(t)$, Equação (3.1), seja solucionada para todo $t_{i1}(t)$.

Desse modo, a forma de onda triangular que representa a ondulação de corrente $\Delta i_L(t)$ durante o a -ésimo período de chaveamento resultante é obtida por:

$$\Delta i_L(t) = \begin{cases} \frac{-\Delta i_{L,pp}}{2} + \frac{\Delta i_{L,pp}}{\frac{d_1 T_s}{2n}}(t - t_{i1}), & \text{se } t_{i1} \leq t < t_{i1} + \frac{d_1 T_s}{2n}, \\ \frac{\Delta i_{L,pp}}{2} - \frac{\Delta i_{L,pp}}{\frac{(1-d_1)T_s}{2n}} \left(t - t_{i1} - \frac{d_1 T_s}{2n} \right), & \text{se } t_{i1} + \frac{d_1 T_s}{2n} \leq t \leq t_{i1} + \frac{T_s}{2n}. \end{cases} \quad (3.27)$$

onde, por simplicidade de notação, fez-se $t_{i1}(t) = t_{i1}$, $\Delta i_{L,pp}(t) = \Delta i_{L,pp}$ e $d_1(t) = d_1$.

- *Determinação da corrente pelos dispositivos semicondutores*

Seja o instante inicial t_{i2} do período de chaveamento de S_{11} (cujo intervalo vale T_s) definido por:

$$t_{i2}(t) \triangleq a_2(t)T_s \quad (3.28)$$

com

$$a_2(t) \triangleq \text{floor} \left(\frac{t}{T_s} \right), \quad (3.29)$$

Ainda, o valor da razão-cíclica, em função do sinal de referência $v_{ref}(t)$, para uma chave semicondutora positiva (no caso, S_{11}) de uma dada célula do amplificador principal pode ser calculado por:

$$d_2(t) = \frac{v_{ref}(t)}{2nV_{cc1}} + \frac{1}{2} = \frac{m_a \text{sen}(2\pi ft)}{2} + \frac{1}{2}. \quad (3.30)$$

Desse modo, a forma de onda de corrente pela chave semicondutora S_{11} pode ser encontrada por:

$$i_{S_{11}}(t) = \begin{cases} i_L(t), & \text{se } t_{i2} \leq t < t_{i2} + d_2T_s, \\ 0, & \text{se } t_{i2} + d_2T_s \leq t \leq t_{i2} + T_s. \end{cases} \quad (3.31)$$

Já a forma de onda de corrente pelo diodo $D_{S_{21}}$ do mesmo braço do inversor pode ser encontrada por:

$$i_{D_{S_{21}}}(t) = \begin{cases} 0, & \text{se } t_{i2} \leq t < t_{i2} + d_2T_s, \\ i_L(t), & \text{se } t_{i2} + d_2T_s \leq t \leq t_{i2} + T_s. \end{cases} \quad (3.32)$$

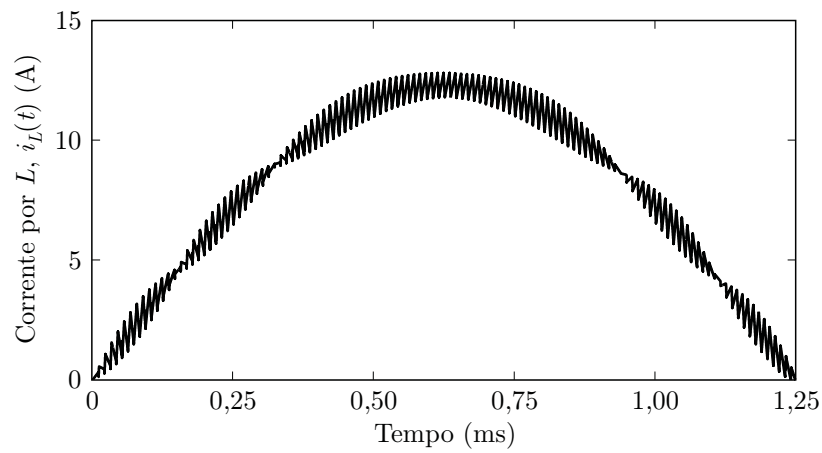
Como exemplo, na Figura 33 são apresentadas as formas de onda pelo indutor de filtro, Equação (3.22), pela chave semicondutora S_{11} , Equação (3.31), e pelo diodo antiparalelo $D_{S_{21}}$, Equação (3.32), para meio-ciclo do sinal de referência. Salienta-se que durante o próximo meio-ciclo, os referidos semicondutores encontram-se inativos, enquanto o par S_{21} e $D_{S_{11}}$ assume a corrente do indutor de filtro.

É importante destacar que a validade das Equações (3.22), (3.31) e (3.32) foi comprovada com base na simulação do amplificador principal — para diferentes frequências de chaveamento, número de células e valores dos elementos de filtro — *no software PSIM[®] 9.0*.

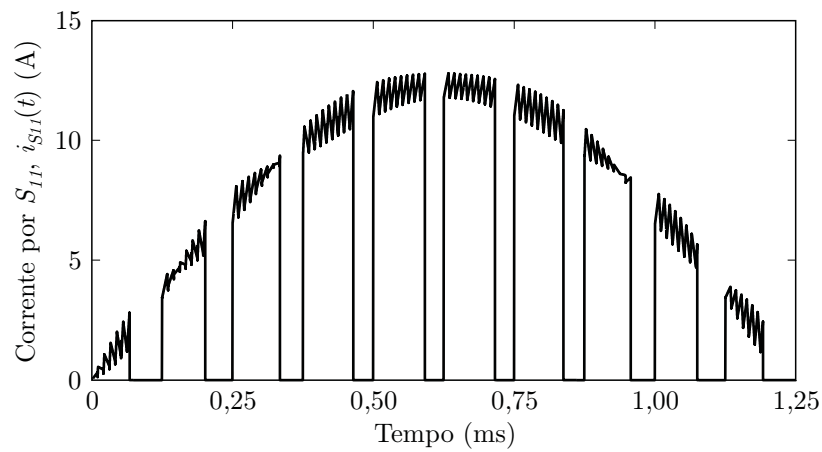
- *Determinação das perdas em condução*

Em função da simetria do inversor multiníveis empregado como amplificador principal, as perdas em condução totais observadas nos dispositivos semicondutores (um total de $4n$ chaves semicondutoras controladas com seus respectivos diodos em antiparalelo) podem ser calculadas por:

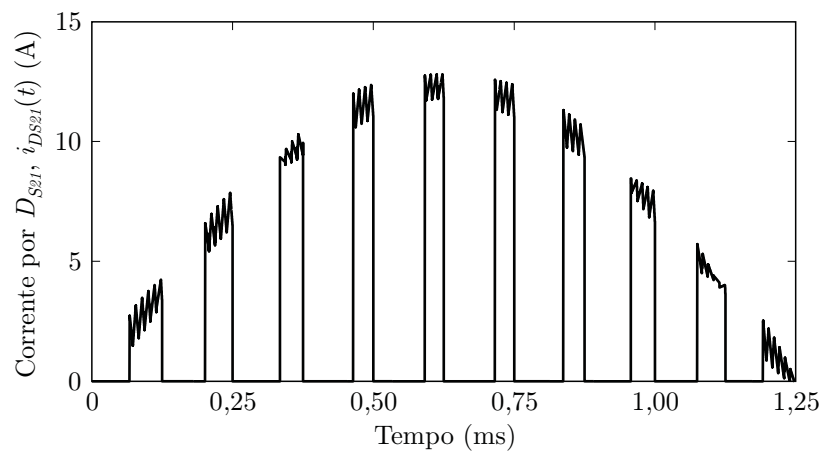
$$P_p = 4n(P_{S_{11}} + P_{D_{S_{21}}}), \quad (3.33)$$



(a)



(b)



(c)

Figura 33: Simulação das formas de onda de corrente pelo indutor de filtro e dispositivos semicondutores ($v_{ref,rms} = 115$ V @ $f = 400$ Hz, $i_{o,rms} = 8,70$ A, $n = 6$, $f_s = 8$ kHz, $V_{cc1} = 58$ V, $L = 100$ μ H). (a) Corrente pelo indutor de filtro, $i_L(t)$. (b) Corrente pela chave semicondutora, $i_{S11}(t)$. (c) Corrente pelo diodo antiparalelo, $i_{D_{S21}}(t)$.

onde $P_{S_{11}}$ representa as perdas em condução de uma única chave semicondutora para um período do sinal de referência,

$$P_{S_{11}} = f \int_0^{\frac{1}{2f}} R_{DS_{on}} i_{S_{11}}^2(t) dt, \quad (3.34)$$

e $P_{D_{S_{21}}}$ representa as perdas em condução de um único diodo (desprezando a retificação síncrona, caso ocorra),

$$P_{D_{S_{21}}} = f \int_0^{\frac{1}{2f}} V_f i_{D_{S_{21}}}(t) dt. \quad (3.35)$$

3.3.2 Amplificador de correção

A capacidade de compensação do amplificador de correção, a qual é limitada principalmente pelo nível do seu barramento CC V_{cc2} , bem como as suas perdas de condução, são analisadas a seguir.

3.3.2.1 Capacidade de compensação

Conforme exposto, o amplificador de correção deve possuir a capacidade de compensar as diferenças existentes entre $v_{ref}(t)$ e $v_p(t)$ provenientes de ondulações na forma de onda sintetizada pelo amplificador principal (*ripple* de tensão) e de dinâmicas do filtro passa-baixas (atenuação, fase e sub/sobretensões ocasionadas por variações de carga).

É importante notar que $v_p(t)$ sempre apresentará duas distorções em regime permanente, as quais, normalmente, devem ser compensadas pelo amplificador de correção: (i) ondulação de tensão na frequência de chaveamento resultante $2nf_s$; e (ii) atenuação A e fase ϕ inseridas pelo filtro passa-baixas. Por outro lado, $v_p(t)$ pode apresentar distorções transitórias ocasionadas por variações na carga (sub/sobretensões), o que implica que o amplificador de correção pode ser dimensionado também para atuar nesses casos. Nesse sentido, através das Equações (3.7), (3.15) e (3.18), o mínimo barramento V_{cc2} capaz de compensar simultaneamente as distorções em $v_p(t)$ supracitadas pode ser calculado por:

$$V_{cc2,min} = \frac{\Delta v_{p,ripple,max}}{2} + \Delta v_{p,phase,max} + \Delta v_{p,pert,max}. \quad (3.36)$$

3.3.2.2 Perdas em condução

De modo a definir o impacto das especificações do inversor multiníveis empregado como amplificador principal (e.g., frequência de chaveamento f_s , número de células n ,

frequência de corte do filtro passa-baixas f_n , etc.) no desempenho do amplificador de correção, as perdas de condução dos transistores lineares do LPA, que compõe o amplificador de correção, são modeladas. Para tanto, as seguintes assunções são feitas:

1. Em regime permanente, o amplificador de correção compensa apenas ondulações de tensão em $v_p(t)$ (assume-se que as ondulações apresentam a mesma amplitude em todo o período do sinal de referência).
2. As ondulações devido à atenuação e à fase inseridas pelo filtro passa-baixas são desconsideradas, uma vez que, no pior caso sob o ponto de vista das perdas do amplificador de correção, a ACPS sintetiza uma forma de onda de tensão de baixa frequência, onde as referidas dinâmicas são desprezíveis;
3. O barramento CC do amplificador de correção V_{cc2} é definido pela Equação (3.36);
4. A corrente de polarização (*quiescente*) do LPA empregado como amplificador de correção pode ser desconsiderada na análise, uma vez que o LPA opera em Classe-AB e sua corrente de polarização é considerada, nesse caso, muito inferior à sua corrente de saída (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011);
5. A forma de onda de tensão $v_o(t)$ sintetizada pela ACPS e a respectiva corrente de carga $i_o(t)$ são senoidais, com frequência $\omega = 2\pi f$, e encontram-se em fase (i.e., a carga é resistiva);
6. As perdas nos transistores de saída do LPA, que compõe o amplificador de correção, conforme a Figura 28 (a), são simétricas, i.e., as perdas em T_1 são análogas às perdas em T_2 .

A partir das assunções anteriores, a forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador de correção em regime permanente $v_{c,RP}(t)$ é definida por:

$$v_{c,RP}(t) = v_{p,ripple}(t), \quad (3.37)$$

onde

$$v_{p,ripple}(t) = \frac{\Delta v_{p,ripple,max}}{2} \text{sen}(4\pi n f_s t), \quad (3.38)$$

Com o objetivo de estimar as perdas de condução nos transistores do estágio de saída do LPA que compõe o amplificador de correção, tanto a queda de tensão quanto a corrente que circula através desses dispositivos devem ser determinadas. Devido à simetria do estágio de saída do LPA representado na Figura 28 (a), apenas as perdas

observadas no transistor T_1 são analisadas. Nesse sentido, aplicando a “Lei de Kirchhoff das Tensões” ao circuito da Figura 28 (a), a queda de tensão $v_{T_1}(t)$ sobre o transistor T_1 pode ser calculada, conforme a Equação (3.39). Já a corrente $i_{T_1}(t)$ através do transistor T_1 (que conduz apenas corrente elétrica no sentido indicado na Figura 28 (a)), é definida conforme a Equação (3.40), onde $I_{o,pk}$ é o pico da corrente de carga (conhecida *a priori*).

$$v_{T_1}(t) = V_{cc2} - v_c(t) \quad (3.39)$$

$$i_{T_1}(t) = \begin{cases} i_o(t) = I_{o,pk} \text{sen}(2\pi ft), & \text{se } i_o(t) \geq 0 \\ 0, & \text{se } i_o(t) < 0 \end{cases} \quad (3.40)$$

Então, a potência instantânea $p_{T_1}(t)$ dissipada pelo transistor T_1 pode ser calculada por:

$$p_{T_1}(t) = v_{T_1}(t)i_{T_1}(t), \quad (3.41)$$

enquanto que as perdas de condução totais observadas no amplificador de correção P_c podem ser calculadas por:

$$P_c = 2P_{T_1} = 2f \int_0^{\frac{1}{f}} p_{T_1}(t) dt. \quad (3.42)$$

A partir das Equações (3.37) a (3.42) e fazendo $v_c(t) = v_{c,RP}(t)$, é possível demonstrar que as perdas de condução totais no pior caso de operação do amplificador de correção representado na Figura 28 (a) podem ser estimadas por:

$$P_c = I_{o,pk} \left\{ \frac{2}{\pi} V_{cc2} - \frac{\text{sen}(2\pi n f_s / f)}{\pi [1 - (2n f_s / f)^2]} \Delta v_{p,ripple,max} \right\}. \quad (3.43)$$

Em uma primeira interpretação, a Equação (3.43) prediz que, para um dado nível de tensão de barramento V_{cc2} , quanto maior for $\Delta v_{p,ripple,max}$, menores serão as perdas de condução observadas no amplificador de correção. Assim, caso $\Delta v_{p,ripple,max} = 0$, as perdas de condução são máximas e valem $P_c = 2I_{o,pk}V_{cc2}/\pi$. Essa conclusão coincide com o fato de que o rendimento do amplificador de correção é máximo quando o mesmo faz uso integral de seu barramento CC (reduzindo a queda de tensão nos transistores do estágio de saída).

Salienta-se, porém, que essa interpretação não pode ser generalizada, uma vez que, conforme a Equação (3.36), V_{cc2} é simultaneamente função de $\Delta v_{p,ripple,max}$, $\Delta v_{p,pert,max}$ e $\Delta v_{p,fase,max}$, o que implica que $\Delta v_{p,ripple,max}$ tem impacto na definição do barramento do amplificador de correção e, por consequência, nas suas perdas.

Desse modo, para uma dada especificação, o correto é avaliar em conjunto o impacto que o número de células n , bem como a relação entre a frequência de chaveamento f_s e a máxima frequência da referência f têm nas perdas do amplificador de correção, uma vez que esses parâmetros impactam na Equação (3.43). Essa análise é realizada na seção 3.4.

3.3.3 Estratégia de controle

Uma característica importante com relação ao sistema de controle de uma ACPS em configuração híbrida diz respeito à estabilidade global do sistema, a qual é determinada exclusivamente pelo amplificador de correção (que sempre opera em malha fechada), desde que esse apresente energia suficiente, assim como a impedância de saída da ACPS vista pela carga (BARRADO et al., 2004). Então, por simplicidade, o amplificador principal representado Figura 28 (a) é controlado em malha aberta, enquanto que o amplificador de correção é controlado em malha fechada, de modo a garantir que a forma de onda de tensão sintetizada pela ACPS $v_o(t)$ siga o sinal de referência $v_{ref}(t)$. Cabe ressaltar que a forma de onda sintetizada pelo inversor multiníveis $v_{ab}(t)$ é tratada como uma perturbação no projeto do controle do amplificador de correção.

Na Figura 34 é representado o circuito de controle proposto, bem como o modelo genérico do LPA empregado como amplificador de correção, do amplificador principal (modelado como uma fonte de tensão $v_{ab}(t)$), e do filtro passa-baixas de saída. Salienta-se que o sinal de referência $v_{ref}^*(t)$ representado na Figura 34 é gerado externamente, por exemplo, a partir de processadores digitais de sinais (e.g., *Digital Signal Processors* — DSPs), dispositivos lógico-programáveis (e.g., *Field-Programmable Gate Arrays* — FPGAs) ou geradores analógicos de sinais. Conforme se observa na Figura 34, um circuito de amortecimento passivo em configuração série, composto por um indutor L_d e um resistor R_d , cuja metodologia de projeto é proposta em Erickson e Maksimovic (2001) e apresentada na seção 4.3.5.3, é genericamente introduzido no filtro passa-baixas.

Na Figura 35 é representado o diagrama de blocos relativo à modelagem matemática do circuito da Figura 34, onde $G_c(s)$ (definida pela Equação (3.44), com ganho $K = 60 \cdot 10^6$ e pólos $\omega_{p1} = \omega_{p2} = 9,42 \cdot 10^6$ rad/s) é a função de transferência do LPA comercial Apex[®] MP111A empregado como amplificador de correção nesse trabalho, cujos dados podem ser obtidos em Cirrus Logic (2009).

$$G_c(s) \triangleq \frac{K\omega_{p1}\omega_{p2}}{s(s + \omega_{p1})(s + \omega_{p2})} \quad (3.44)$$

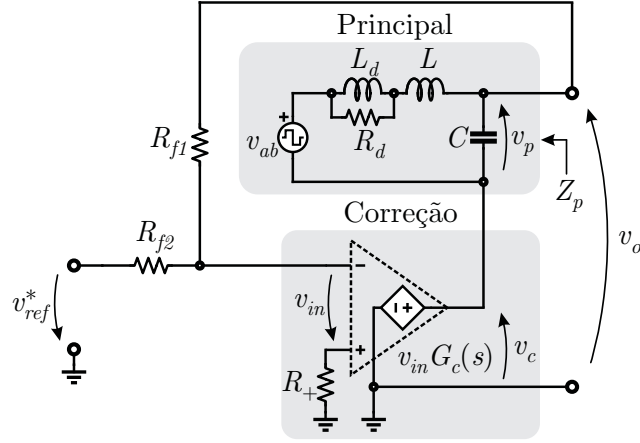


Figura 34: Circuito empregado na modelagem do sistema de controle (similar ao proposto por Gong, Hassler e Kolar (2011)).

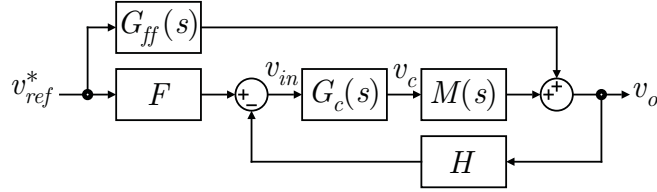


Figura 35: Diagrama de blocos do modelo dinâmico empregado no controle.

Os demais blocos da Figura 35, como o ganhos do sinal de referência F e do sensoria-
mento de tensão H , bem como a função de transferência *feedforward* $G_{ff}(s)$, e a função
de transferência $M(s)$ são definidos, respectivamente, por:

$$F = \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}}, \quad (3.45)$$

$$H = \frac{R_{f2}}{R_{f1} + R_{f2}}, \quad (3.46)$$

$$G_{ff}(s) = -\frac{Z_p(s)}{R_{f1} + R_{f2} + Z_p(s)} \quad (3.47)$$

e

$$M(s) = \frac{R_{f1} + R_{f2}}{R_{f1} + R_{f2} + Z_p(s)}, \quad (3.48)$$

onde $Z_p(s)$ é a impedância de saída do filtro passa-baixas, conforme representado na
Figura 34, e pode ser calculada por:

$$Z_p(s) = \frac{s^2 L_d L + s R_d (L_d + L)}{s^3 L_d L C + s^2 R_d C (L_d + L) + s L_d + R_d}. \quad (3.49)$$

3.4 Metodologia de projeto

Com base na modelagem realizada previamente, nessa seção analisa-se o impacto da seleção dos parâmetros do amplificador principal no dimensionamento do amplificador de correção. Adicionalmente, o projeto do sistema de controle do amplificador de correção é também detalhado.

3.4.1 Amplificadores principal e de correção

Com o objetivo de selecionar o número de células n do inversor multiníveis que compõe o amplificador principal, assim como os elementos reativos L e C que compõem o seu filtro passa-baixas, a influência desses parâmetros nas perdas do amplificador principal e do amplificador de correção (determinadas basicamente pela amplitude de seu barramento CC) é analisada a seguir.

Inicialmente, as principais especificações necessárias ao projeto são definidas na Tabela 6 (e.g., potência máxima de saída, corrente nominal, faixa de frequências do sinal de referência, barramento CC total do inversor multiníveis empregado como amplificador principal, frequência de chaveamento, barramento mínimo e máximo do amplificador de correção e não-idealidade dos semicondutores).

Tabela 6: Especificações da ACPS para análise de projeto.

Sistema	Parâmetro	Valor
HPA	Potência nominal	$P_o = 1000 \text{ W}$
	Corrente nominal	$i_{o,rms} = 8,70 \text{ A}^1$
	Frequência mínima da referência	$f_{min} = 50 \text{ Hz}$
	Frequência máxima da referência	$f_{max} = 5000 \text{ Hz}$
Amplificador principal	Barramento CC total	$nV_{cc1} = 350 \text{ V}$
	Frequência de chaveamento	$f_s = 20 \text{ kHz}$
	Resistência de condução das chaves	$R_{DSon} = 10,3 \text{ m}\Omega^2$
	Queda de tensão direta nos diodos	$V_f = 0,8 \text{ V}^2$
Amplificador de correção (Apex [®] MP111A)	Barramento CC mínimo	$V_{cc2} = 15 \text{ V}$
	Barramento CC máximo	$V_{cc2} = 50 \text{ V}$
	Potência máxima	$P_{c,max} = 170 \text{ W}$

¹Para um sinal de referência de $v_{ref,rms} = 115 \text{ V}$.

²Informação extraída da folha de dados do MOSFET IRF6644 (International Rectifier[®]).

Ainda, faz-se as seguintes considerações de projeto, as quais podem ser alteradas pelo projetista conforme o tipo de aplicação:

1. A frequência natural de ressonância do filtro de saída f_n , Equação (3.8), é definida como:

$$f_n \triangleq \frac{2nf_s}{10}, \quad (3.50)$$

i.e., uma década abaixo da frequência de chaveamento resultante na saída do inversor multiníveis. Além disso, f_n deve ser, ao menos, uma década superior à frequência máxima f_{max} do sinal de referência;

2. A ACPS deve garantir uma forma de onda de tensão $v_o(t)$ de alta fidelidade com respeito ao sinal de referência $v_{ref}(t)$ mesmo na presença de um degrau de carga, cuja variação é definida na Equação (3.51).

$$I_{o,degrau} \triangleq \frac{I_{o,pk}}{4} = \frac{\sqrt{2}P_o}{4v_{ref,rms}} \quad (3.51)$$

Então, com base nas especificações básicas definidas na Tabela 6, as relações derivadas nas seções 3.3.1 e 3.3.2 são representadas nos ábacos da Figura 36. Cabe destacar que os ábacos da Figura 36 (a) a (d) são normalizados para a tensão total do barramento CC nV_{cc1} do amplificador principal. Já os ábacos da Figura 36 (e) a (g) são normalizados para a potência nominal de saída da ACPS P_o .

A ondulação máxima na forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal $\Delta v_{p,ripple,max}$, Equação (3.7), é representada na Figura 36 (a). Apesar da relação $\frac{f_n}{2nf_s}$ ser constante, Equação (3.50), o aumento do número de células n contribui para a redução da ondulação de tensão, uma vez que os degraus de tensão na forma de onda PWM sintetizada pelo inversor multiníveis $v_{ab}(t)$, dados pelo nível de V_{cc1} , são minimizados para um dado barramento CC total nV_{cc1} definido *a priori*, conforme a Tabela 6.

A máxima sub/sobrelevação na tensão sintetizada pelo amplificador principal $\Delta v_{p,pert,max}$, calculada através da Equação (3.15) para a variação de carga definida na Equação (3.51), é representada na Figura 36 (b). Como pode ser verificado, aumentando-se tanto n quanto o valor do capacitor de filtro C , há uma minimização da sub/sobretensão em $v_p(t)$, uma vez que reduz-se a impedância natural do filtro Z_n .

A máxima diferença entre a forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal $v_p(t)$, com respeito ao sinal de referência $v_{ref}(t)$, em função da atenuação e fase inseridas pelo filtro passa-baixas $\Delta v_{p,fase,max}$, Equação (3.18), é representada na Figura 36 (c). Novamente, a elevação dos valores de n e C contribui para minimizar o efeito das dinâmicas do filtro na faixa de frequências de interesse, especialmente devido à redução do atraso de fase inserido pelo filtro na frequência máxima do sinal de referência $\omega = 2\pi f$.

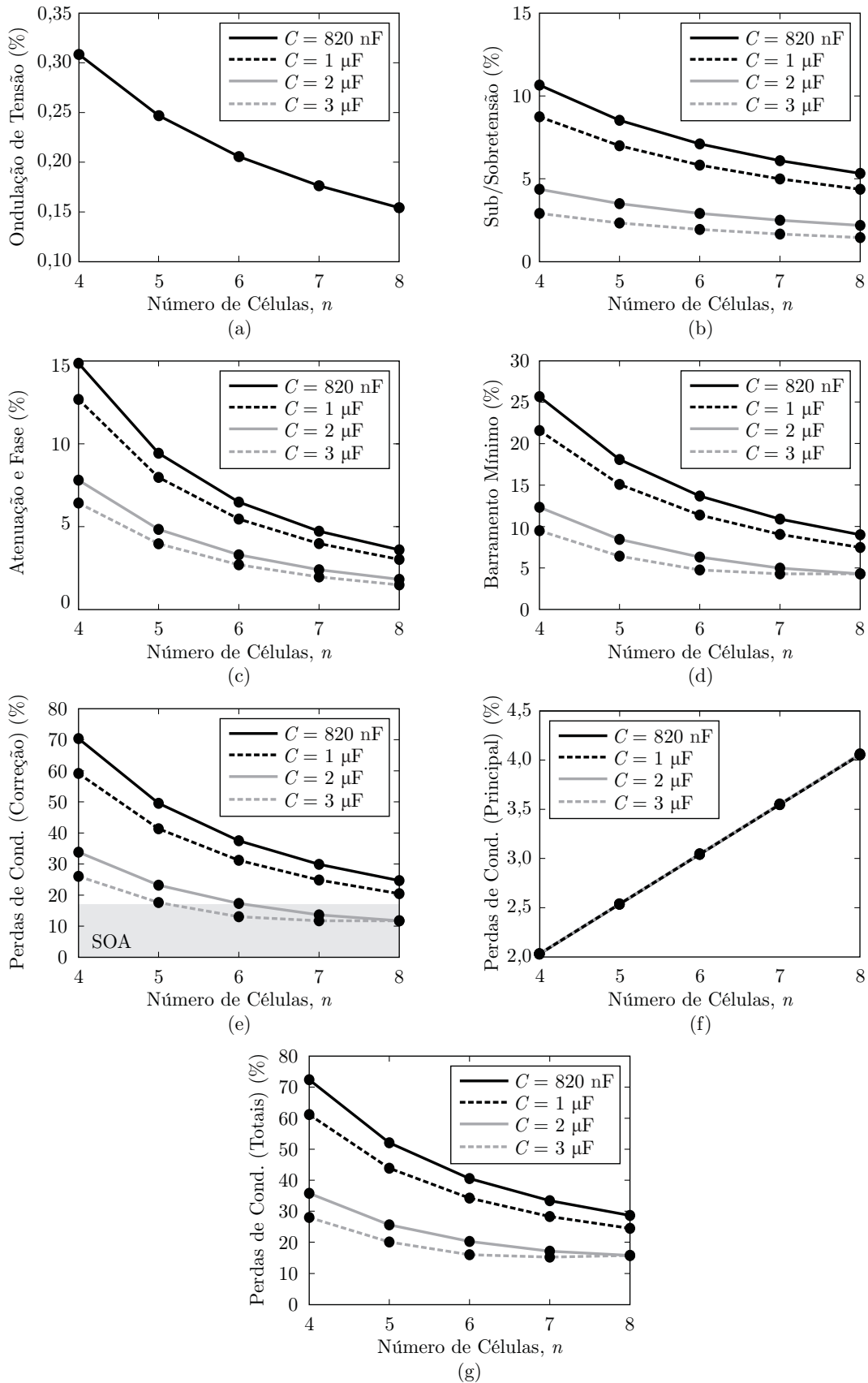


Figura 36: Ábacos de projeto: amplificadores principal e de correção. (a) Ondulação na tensão sintetizada pelo amplificador principal. (b) Sub/sobretensão observada na tensão sintetizada pelo amplificador principal. (c) Distorção provocada pela atenuação e fase inseridas pelo filtro passa-baixas. (d) Mínimo barramento CC requerido pelo amplificador de correção. (e) Perdas de condução do amplificador de correção. (f) Perdas de condução do amplificador principal. (g) Perdas de condução totais.

A contribuição simultânea de $\Delta v_{p,ripple,max}$, $\Delta v_{p,pert,max}$ e $\Delta v_{p,fase,max}$ à definição do barramento CC mínimo do amplificador de correção $V_{cc2,min}$, Equação (3.36), é representada na Figura 36 (d). Conforme se observa, o incremento de n e C contribui à minimização do barramento requerido pelo amplificador de correção. Como consequência, as perdas de condução do amplificador de correção P_c , Equação (3.43), também podem ser minimizadas, conforme representado na Figura 36 (e). Cabe destacar as elevadas perdas em condução observadas no amplificador de correção (de até 70%) para um reduzido número de células (e.g., 4 células), conforme representado na Figura 36 (e). Isso ocorre em função da proximidade entre a frequência máxima do sinal de referência f_{max} e a frequência natural do filtro passa-baixas f_n , o que implica elevados níveis de sub/sobretensões, Figura 36 (b), e distorções por atenuação e fase, Figura 36 (c), demandando um barramento CC elevado ao amplificador de correção, Figura 36 (d).

Entretanto, o aumento de n contribui para a redução da confiabilidade global do sistema, uma vez que o número de dispositivos semicondutores empregados no inversor multiníveis que compõe o amplificador principal da Figura 28 (a) é proporcional a $4n$. Além disso, o aumento do número de elementos em série com o caminho de potência no amplificador principal (provocado pelo incremento no número de células) contribui diretamente ao aumento das perdas em condução P_p , Equação (3.33), conforme representado na Figura 36 (f). De qualquer modo, as perdas de condução observadas no amplificador principal são, ainda, uma fração das observadas no amplificador de correção. Na Figura 36 (g) podem ser avaliadas as perdas em condução totais na ACPS (compostas pela soma de P_c e P_p).

Sob o ponto de vista do desempenho global do sistema, a análise dos ábacos da Figura 36 aponta para o aumento do número de células n e para o aumento da capacitância de filtro C . Porém, conforme exposto, o aumento no número de células corrobora com o aumento do número de dispositivos semicondutores, fontes isoladas, circuitos de *gate-driver*, etc., requeridos. Além disso, o projetista deve analisar cuidadosamente as perdas no amplificador principal que, para o caso particular das especificações definidas na Tabela 6, não apresentam grande impacto no desempenho global (Figura 36 (f)).

Convém destacar que o aumento da capacitância de filtro C pode trazer impacto nas perdas de chaveamento do amplificador principal, uma vez que, fixada a frequência de corte do filtro passa-baixas, Equação (3.50), ocorre uma redução da indutância de filtro L e, por consequência, um aumento na ondulação de corrente. Normalmente, a ondulação de corrente pelo indutor de filtro $\Delta i_{L,ripple,max}$, Equação (3.5), é limitada a valores inferiores a 50% do pico de corrente de carga. Nesse sentido, na Figura 37 (a) é apresentado um

ábaco que relaciona o capacitor de filtro com a ondulação de corrente normalizada para o pico da corrente de carga $I_{o,pk}$, enquanto que na Figura 37 (b) a respectiva indutância de filtro L pode ser diretamente obtida. Conforme se observa na Figura 37 (a), $\Delta i_{L,ripple,max}$ cresce com o aumento do valor da capacitância C do filtro passa-baixas.

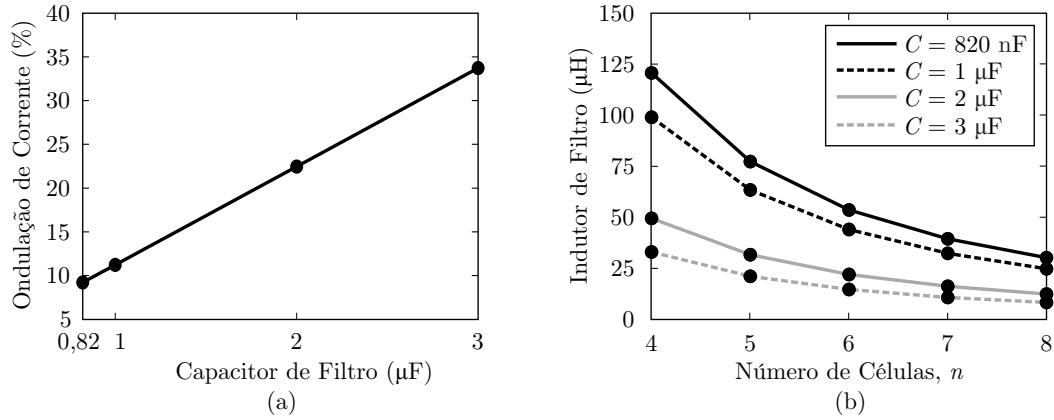


Figura 37: Ábacos de projeto: ondulação de corrente. (a) Ondulação na corrente pelo indutor de filtro. (b) Relação da indutância de filtro com a capacitância de filtro e o número de células.

3.4.2 Estratégia de controle

Inicialmente, algumas considerações são feitas com relação ao projeto do sistema de controle, as quais tem por base o diagrama da Figura 35 e as Equações (3.44) a (3.49):

1. Se $R_{f1} + R_{f2} \gg Z_p(s)$ na faixa de frequências do sinal de referência (que é o caso em questão), então, pode-se assumir que a função de transferência *feed-forward* $G_{ff}(s) \approx 0$;
2. Logo, a função de transferência de malha aberta $G_{open}(s)$, assim como a função de transferência de malha fechada $G_{close}(s)$ (a qual relaciona o sinal de referência $v_{ref}^*(t)$ à tensão de saída $v_o(t)$), podem ser derivadas com base no diagrama da Figura 35, respectivamente, como:

$$G_{open}(s) = G_c(s)M(s)H \quad (3.52)$$

e

$$G_{close}(s) = \frac{FG_c(s)M(s)}{1 + G_c(s)M(s)H}; \quad (3.53)$$

3. Se o ganho de $G_{open}(s)$ for consideravelmente grande na faixa de frequências do sinal de referência (que é o caso em questão), $G_{close}(s)$ pode ser aproximada por (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001):

$$G_{close}(s) \approx \frac{F}{H}; \quad (3.54)$$

4. Como consequência, o ganho estático de $G_{close}(s)$ é definido exclusivamente pela relação entre os resistores de realimentação R_{f1}/R_{f2} , a qual também impacta na frequência de cruzamento do ganho de $G_{open}(s)$ e, por consequência, na margem de fase e na banda-passante em malha fechada do amplificador de correção.

Desse modo, o valor dos resistores de realimentação R_{f1} e R_{f2} deve ser cuidadosamente selecionado com o objetivo de obter a frequência de cruzamento desejada à $G_{open}(s)$ (ao menos duas vezes superior a $2nf_s$ para possibilitar a compensação das ondulações de tensão em $v_p(t)$), bem como garantir adequada margem de fase (e.g., entre 45° e 65°).

3.4.3 Exemplo de projeto

Com base nos ábacos das Figuras 36 e 37, os parâmetros relativos ao inversor multiníveis que compõe o amplificador principal podem ser determinados. O capacitor de filtro C é selecionado tendo por referência a máxima ondulação de corrente sobre o indutor de filtro L , Figura 37 (a), definido, nesse caso, como 20% do pico da corrente de carga $I_{o,pk}$. Logo, $C = 2 \mu\text{F}$. Cabe ressaltar que a máxima ondulação de corrente é um parâmetro definido pelo projetista.

Uma vez selecionado o capacitor de filtro C , cabe ao projetista definir o compromisso entre o desempenho e a complexidade do sistema através da seleção do número de células n . Para os parâmetros básicos de projeto definidos na Tabela 6, observa-se no ábaco da Figura 36 (g) que, para $C = 2 \mu\text{F}$, a variação de $n = 5$ para $n = 6$ proporciona uma redução nas perdas com condução globais de, aproximadamente, 25,7% para 20,3% (redução relativa de 21%). Já a variação de $n = 6$ para $n = 7$ proporciona uma redução de 20,3% para 17,2% (redução relativa de 15%). Maiores valores de n levam, cada vez mais, a menores ganhos de rendimento, uma vez que o LPA aproxima-se de sua mínima tensão de operação. Para o LPA selecionado, a faixa até 20% de perdas totais (que equivale à 17% de perdas exclusivamente no LPA) representa o limite de sua área segura de operação (*Safe Operating Area* — SOA), conforme representado na Figura 36 (e). Assim, adota-se o menor valor de n capaz de proporcionar tal condição, i.e., $n = 6$. Cabe destacar que $n = 6$ células demanda $4 \times 6 = 24$ chaves semicondutoras controladas na implementação do inversor multiníveis que compõe o amplificador principal.

Adicionalmente, o barramento CC do LPA V_{cc2} , o qual define a máxima capacidade de compensação do amplificador de correção, pode ser obtido diretamente do ábaco da Figura 36 (d), onde, para o capacitor de filtro $C = 2 \mu\text{F}$ e para o número de células $n = 6$

selecionados, resulta em $V_{cc2} = 22$ V (aproximadamente 6,2% de nV_{cc1}). Finalmente, o valor da indutância de filtro L , obtido diretamente da Figura 37 (b), é $L = 22$ μ H.

O Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta $G_{open}(s)$ do sistema é apresentado na Figura 38. O valor selecionado para os resistores de realimentação R_{f1} e R_{f2} (respectivamente, 270 e 9,25 k Ω) proporciona uma frequência de cruzamento de ganho de, aproximadamente, 300 kHz e uma margem de fase de 67°. Então, a partir do Diagrama de Bode da função de transferência em malha fechada $G_{close}(s)$, representado na mesma Figura, verifica-se que o sistema apresenta uma banda-passante (onde o ganho estático é atenuado em 3 dB) de, aproximadamente, 500 kHz.

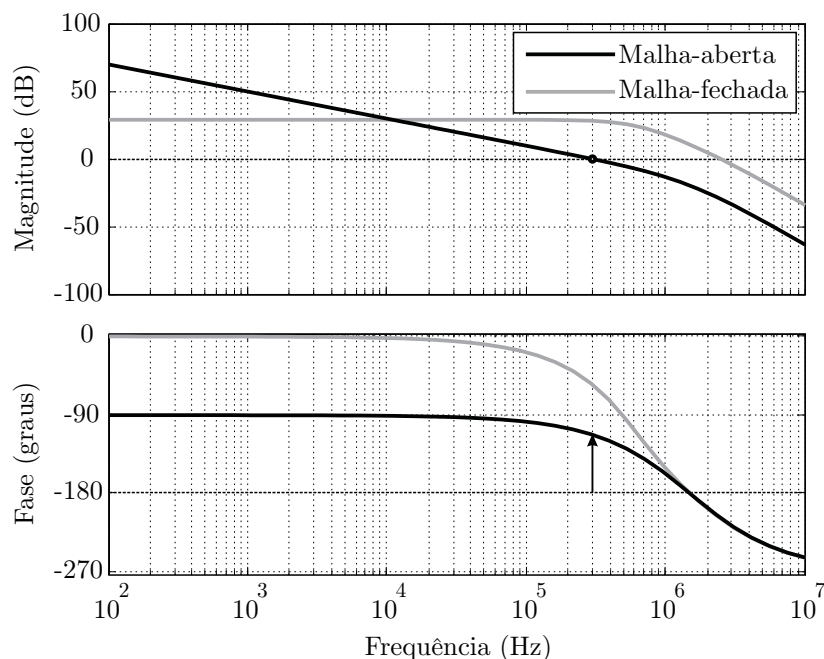


Figura 38: Diagrama de Bode do sistema compensado: funções de transferência de malha aberta $G_{open}(s)$ e malha fechada $G_{close}(s)$.

3.5 Resultados experimentais

Com o objetivo de validar a topologia proposta, uma análise experimental é apresentada nessa seção para a topologia representada na Figura 39. As especificações dos amplificadores principal e de correção são sumarizadas na Tabela 7. A modulação *phase-shift* PWM empregada no inversor multiníveis é implementada em uma FPGA Xilinx® modelo Spartan-3E, a qual também sintetiza o sinal de referência $v_{ref}^*(t)$ para o circuito analógico de controle do LPA através de um conversor D/A de 12 bits.

Cabe destacar que as chaves semicondutoras empregadas no inversor multiníveis que compõe o amplificador principal são compostas por MOSFETs modelo IRF6644

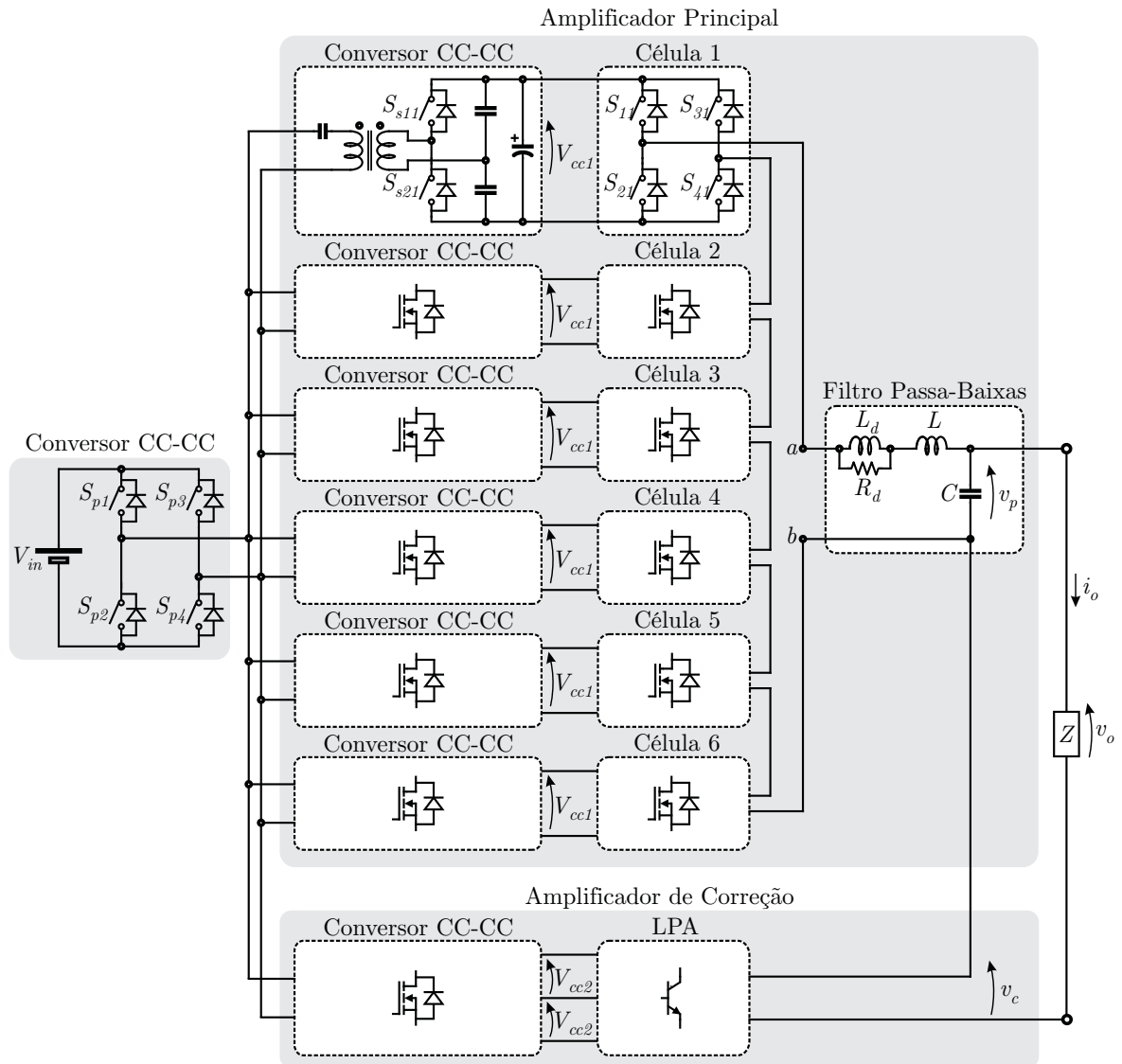


Figura 39: Diagrama representativo da topologia implementada.

Tabela 7: Especificações da ACPS implementada.

Sistema	Parâmetro	Valor
HPA	Potência máxima de saída	$P_o = 1000$ W
	Tensão de referência	$v_{ref,rms} = [0, 220]$ V
	Frequência de referência	$f = [0, 5000]$ Hz
Amplificador principal	Barramento CC total	$nV_{cc1} = 350$ V
	Número de células	$n = 6$ ($V_{cc1} \approx 58$ V)
	Frequência de chaveamento	$f_s = 20$ kHz
	Filtro de saída	$C = 2 \mu\text{F}$ e $L = 22 \mu\text{H}$ $R_d = 3 \Omega$ e $L_d = 110 \mu\text{H}$
Amplificador de correção (Apex [®] MP111A)	Barramento CC	$V_{cc2} = 22$ V
	Resistores de realimentação	$R_{f1} = 270$ k Ω $R_{f2} = (9, 10 + 0, 15)$ k Ω
Conversor CC-CC	Tensão de alimentação	$V_{in} = 150$ V

(DirectFET — International Rectifier[®]). Como amplificador de correção, emprega-se o LPA comercial Apex[®] MP111A (CIRRUS LOGIC, 2009). As fontes isoladas que alimentam tanto as células do inversor multiníveis (V_{cc1}) quanto o LPA (V_{cc2}) são implementadas através de um conversor CC-CC ressonante, detalhado no apêndice B. Detalhes construtivos do protótipo implementado são apresentados no anexo A. Além disso, todos os circuitos de acionamento empregados (desenvolvidos no laboratório) fazem uso do circuito integrado ACPL333J (Avago Technologies[®]), com proteção de *dessaturação* das chaves semicondutoras, fontes de alimentação isoladas e tensão negativa de bloqueio.

Na Figura 40 são apresentadas as formas de onda de tensão $v_{ab}(t)$ (previamente ao filtro passa-baixas) e $v_p(t)$ (após o filtro), para diferentes sinais de referência, com o intuito de demonstrar a correta operação do inversor multiníveis simétrico com modulação *phase-shift* PWM empregado na implementação do amplificador principal. Como esperado, o aumento da amplitude do sinal de referência resulta no aumento do número de níveis sintetizados pelo inversor (cujo valor máximo é de 13 níveis). Os resultados apresentados na Figura 40 foram obtidos para o conversor operando sob carga nominal, com exceção do resultado da Figura 40 (a), onde a potência de saída foi reduzida (*derating*) de modo a respeitar a limitação de corrente dos semicondutores empregados. Ainda, cabe destacar a distorção da forma de onda de tensão $v_p(t)$ próximo ao cruzamento por zero da corrente $i_o(t)$ (bem evidente na Figura 40 (a) e (b)) ocasionada pelo tempo-morto empregado no acionamento das chaves semicondutoras do inversor. Apesar de não modelada, essa distorção também deve ser compensada pelo amplificador de correção.

Para demonstrar a correta operação do sistema completo, na Figura 41 e na Figura 42 são apresentadas as formas de onda da tensão sintetizada pelos amplificadores principal $v_p(t)$ e de correção $v_c(t)$, a forma de onda resultante na saída da ACPS $v_o(t)$ e corrente de carga $i_o(t)$. A análise é realizada sob diferentes frequências do sinal de referência (de 60 Hz a 5 kHz) e condições de carga.

Conforme se observa na Figura 41 (a), (b) e (c), o amplificador de correção sintetiza uma forma de onda $v_c(t)$ capaz de compensar as distorções presentes em $v_p(t)$. Por outro lado, para uma referência com frequência de 5 kHz (Figura 41 (d)), o amplificador de correção entra em saturação (*clipping*) próximo ao cruzamento por zero de $i_o(t)$ devido ao tempo-morto empregado no amplificador principal. Salienta-se que esse fenômeno não foi considerado na modelagem do sistema realizada na seção 3.3.1.

As mesmas observações podem ser extendidas aos resultados apresentados na Figura 42, quando a ACPS opera sob potência nominal. Novamente, apenas para um sinal de

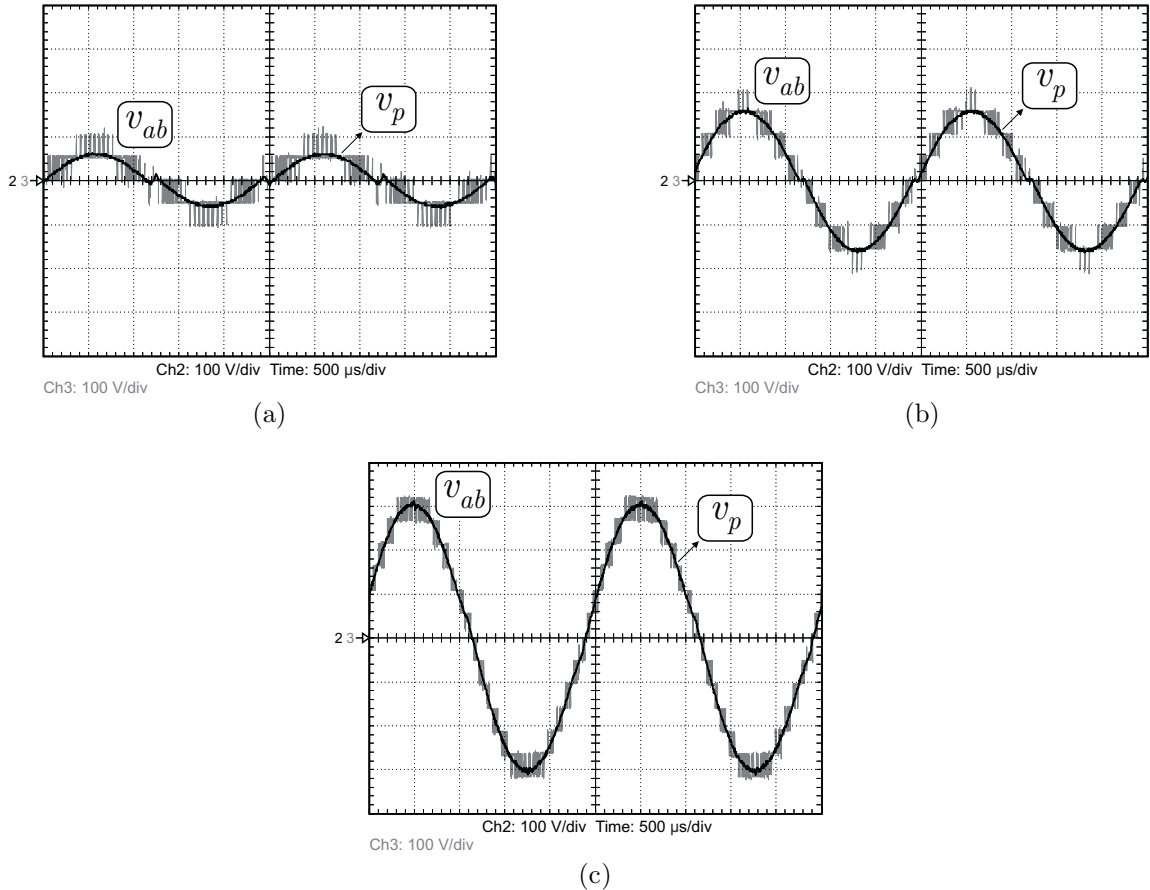


Figura 40: Formas de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal. (a) Cinco níveis ($v_{ref,rms} = 50 \text{ V} @ f = 400 \text{ Hz}$, $P_o = 476 \text{ W}$). (b) Nove níveis ($v_{ref,rms} = 115 \text{ V} @ f = 400 \text{ Hz}$, $P_o = 953 \text{ W}$). (c) Treze níveis ($v_{ref,rms} = 220 \text{ V} @ f = 400 \text{ Hz}$, $P_o = 920 \text{ W}$).

referência com frequência de 5 kHz, o amplificador de correção não foi capaz de compensar as distorções observadas na forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal. O efeito dessa limitação ficará evidente na análise da distorção harmônica total da tensão de saída $v_o(t)$.

O desempenho da ACPS sob potência nominal para uma carga com característica indutiva pode ser analisado no oscilograma da Figura 43. Conforme se observa, a distorção devida ao tempo-morto continua evidente (no instante do cruzamento por zero de $i_o(t)$), porém é compensada pelo amplificador de correção, garantindo que a tensão $v_o(t)$ sobre a carga não apresente distorções perceptíveis. Esse resultado também demonstra a robustez do controlador frente a cargas reativas.

Uma possibilidade de emprego da ACPS é na alimentação de cargas com estágio retificador de entrada. Nesse caso, correntes pulsadas — e, normalmente, com elevado conteúdo harmônico — são drenadas da fonte de alimentação. Então, para avaliar a qualidade da forma de onda de tensão sintetizada pela ACPS quando alimentando cargas não-lineares, na Figura 44 são apresentados resultados sob potência nominal para diferentes condições

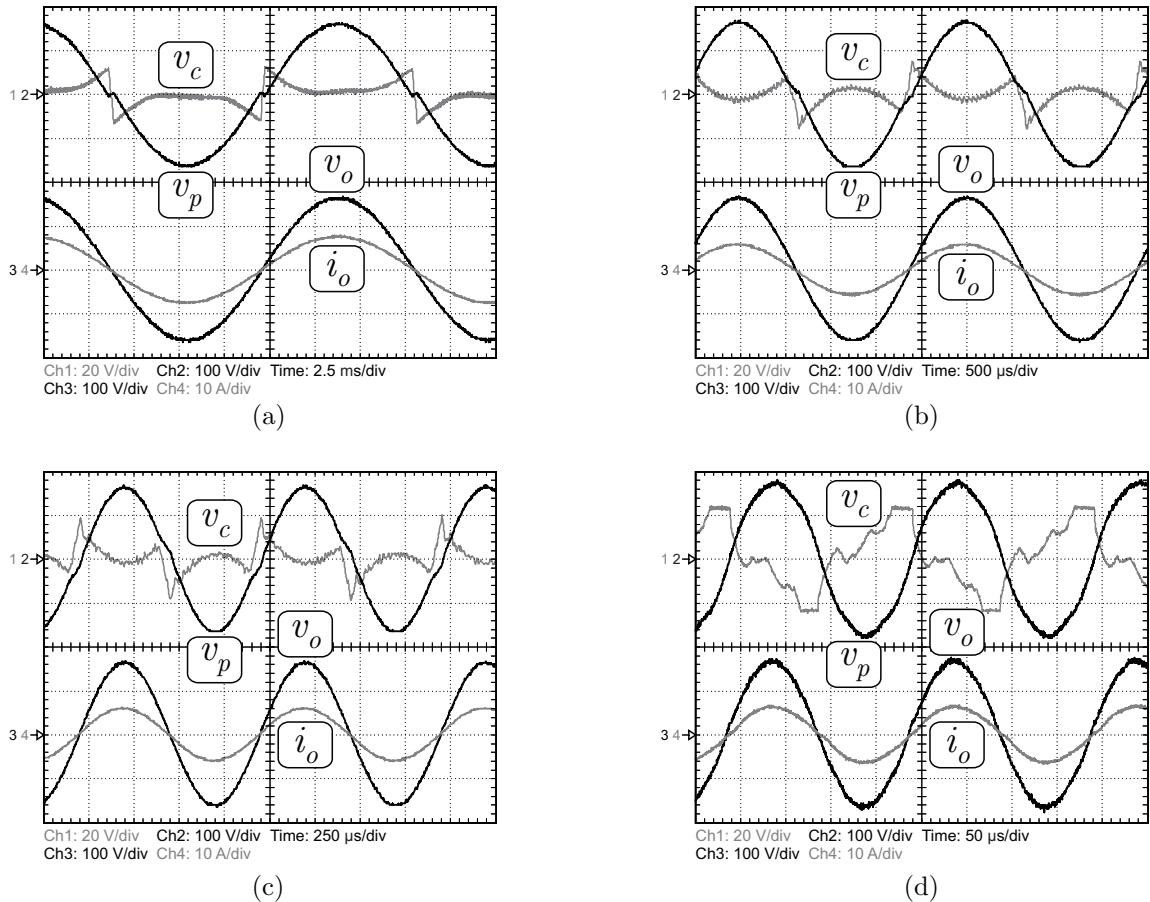


Figura 41: Formas de onda em regime permanente com carga resistiva e operação sob metade da potência nominal. (a) $v_{ref,rms} = 115 \text{ V} @ f = 60 \text{ Hz}$, $P_o = 480 \text{ W}$. (b) $v_{ref,rms} = 115 \text{ V} @ f = 400 \text{ Hz}$, $P_o = 480 \text{ W}$. (c) $v_{ref,rms} = 115 \text{ V} @ f = 1000 \text{ Hz}$, $P_o = 480 \text{ W}$. (d) $v_{ref,rms} = 115 \text{ V} @ f = 5000 \text{ Hz}$, $P_o = 480 \text{ W}$.

do sinal de referência. Por exemplo, na Figura 44 (a), a ACPS alimenta um retificador não-controlado (retificador ponte-completa a diodos com filtro capacitivo) com um sinal de referência de 60 Hz. Já na Figura 44 (b), o sinal de referência é de 400 Hz. Conforme se observa em ambos os casos, a grande distorção provocada em $v_p(t)$ pelos elevados níveis de corrente de carga (com amplitude 50% superior ao pico da corrente nominal) foi devidamente compensada pelo amplificador de correção.

Um dos parâmetros de projeto, detalhado na seção 3.3.1.3, diz respeito à máxima sub/sobretensão ocasionada por uma variação brusca de carga. Nesse sentido, na Figura 45 são apresentados os resultados experimentais para duas condições de degrau de carga: inferior e superior ao limite de projeto (variação instantânea de 25% na potência de saída). Conforme se observa na Figura 45 (a) e (b), o amplificador de correção possui um barramento CC suficiente para compensar a distorção ocasionada por um degrau de 0 para 20% da potência nominal, conforme projetado. Logo, sob o ponto de vista da carga, é como se a impedância de saída da ACPS fosse nula, uma vez que a inserção de carga

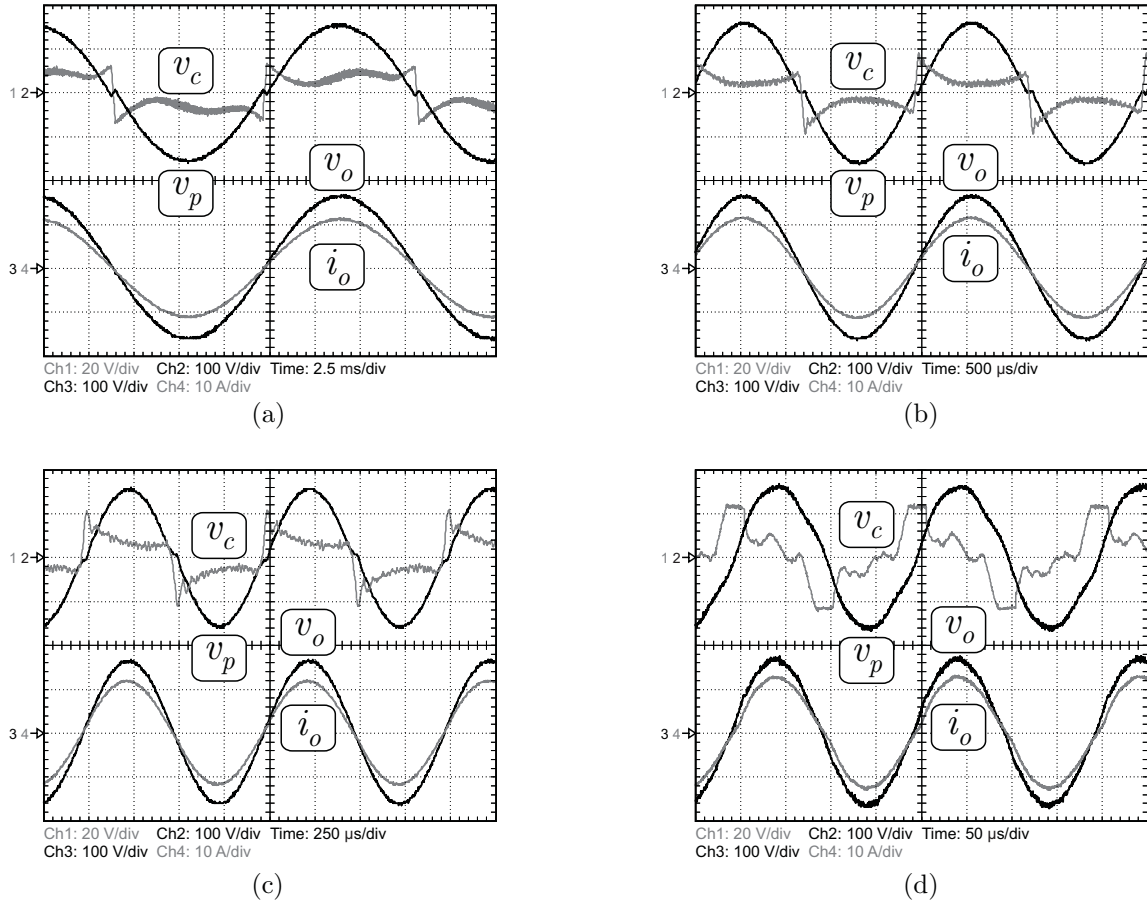


Figura 42: Formas de onda em regime permanente com carga resistiva e operação à potência nominal. (a) $v_{ref,rms} = 115 \text{ V}$ @ $f = 60 \text{ Hz}$, $P_o = 945 \text{ W}$. (b) $v_{ref,rms} = 115 \text{ V}$ @ $f = 400 \text{ Hz}$, $P_o = 950 \text{ W}$. (c) $v_{ref,rms} = 115 \text{ V}$ @ $f = 1000 \text{ Hz}$, $P_o = 950 \text{ W}$. (d) $v_{ref,rms} = 115 \text{ V}$ @ $f = 5000 \text{ Hz}$, $P_o = 960 \text{ W}$.

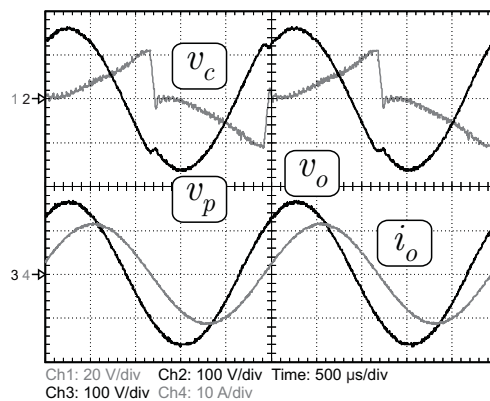


Figura 43: Formas de onda em regime permanente com carga indutiva e operação à potência nominal ($v_{ref,rms} = 115 \text{ V}$ @ $f = 400 \text{ Hz}$, $S_o = 932 \text{ VA}$, $\text{FP} = 0,79$).

não causou distorções perceptíveis em $v_o(t)$. Entretanto, fica evidente pela Figura 45 (c) e (d) que o amplificador de correção satura (ou seja, $v_c(t)$ atinge V_{cc2}) quando o degrau de carga aplicado é de 0 para 30% da potência nominal. De modo geral, os resultados obtidos validam esse parâmetro de projeto da ACPS.

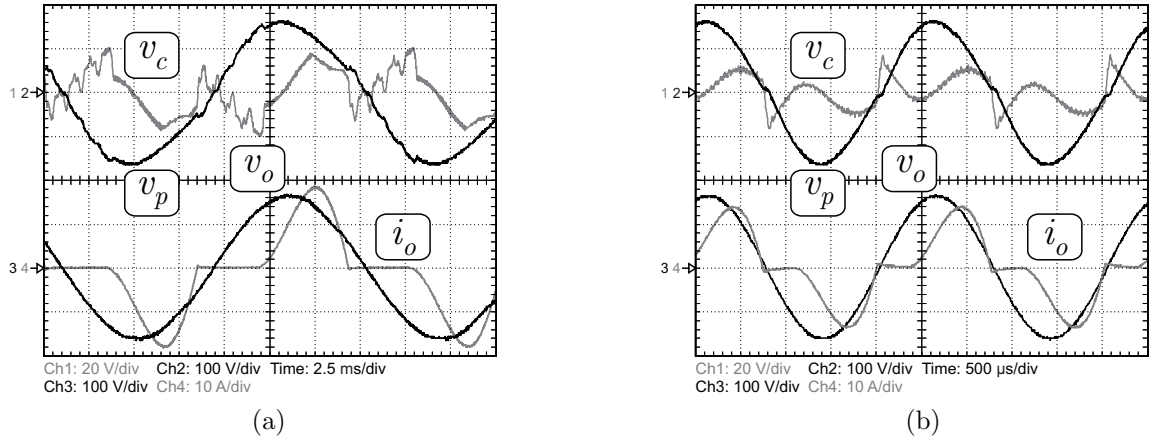


Figura 44: Formas de onda em regime permanente com não-linear (retificador ponte-completa a diodos). (a) $v_{ref,rms} = 115 \text{ V} @ f = 60 \text{ Hz}$, $S_o = 1007 \text{ VA}$, $FP = 0,78$. (b) $v_{ref,rms} = 115 \text{ V} @ f = 400 \text{ Hz}$, $S_o = 890 \text{ VA}$, $FP = 0,78$.

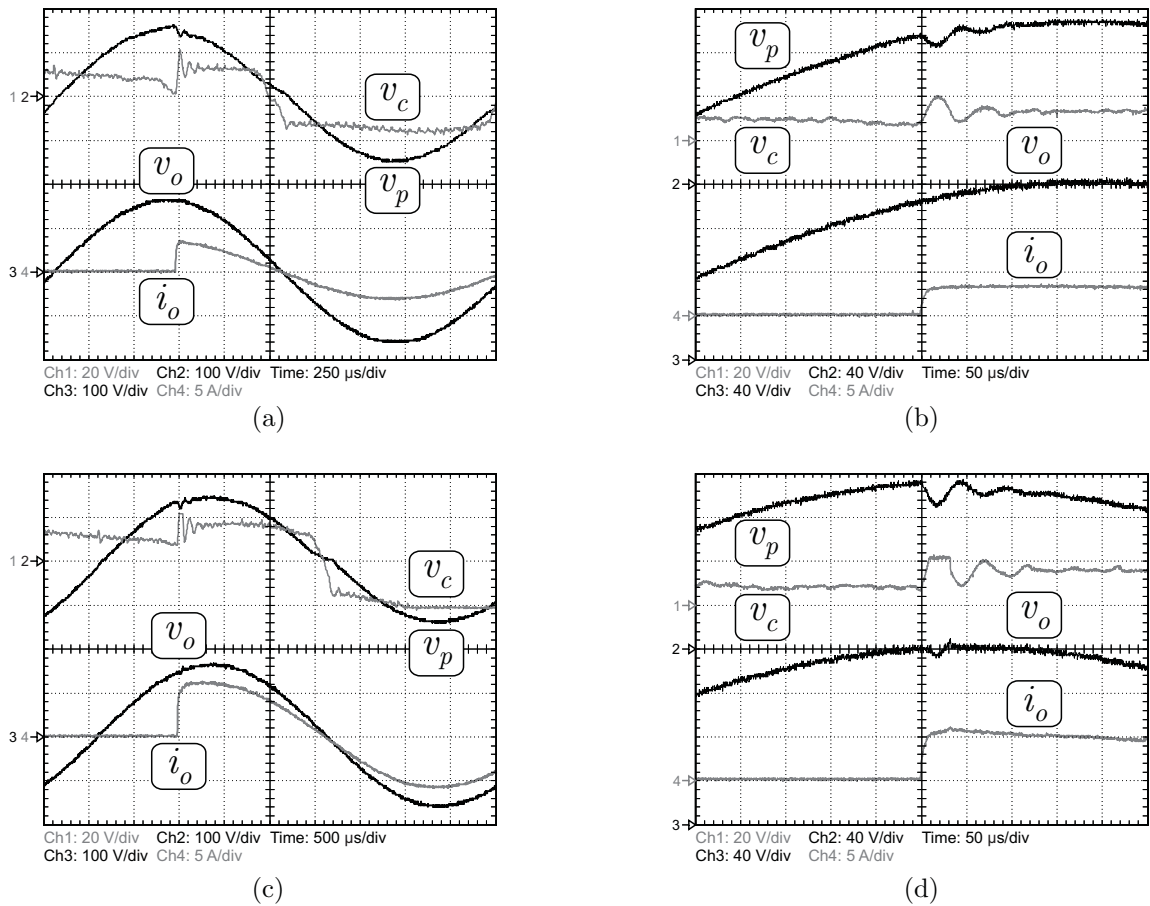


Figura 45: Resposta ao degrau de carga para $v_{ref,rms} = 115 \text{ V} @ f = 400 \text{ Hz}$. (a) Degrau de 0 para 20% de carga ($P_o = 0 \rightarrow 205 \text{ W}$). (b) Detalhe do degrau de 0 para 20% de carga. (c) Degrau de 0 para 30% de carga ($P_o = 0 \rightarrow 300 \text{ W}$). (d) Detalhe do degrau de 0 para 30% de carga.

A capacidade da ACPS em sintetizar formas de onda arbitrárias é demonstrada na Figura 46. A Figura 46 (a) apresenta os resultados para um sinal de referência incluindo os harmônicos fundamental ($v_{ref,rms} = 115 \text{ V} @ f = 400 \text{ Hz}$), terceiro ($v_{ref,rms} = 115/3 \text{ V} @ f = 1200 \text{ Hz}$), quinto ($v_{ref,rms} = 115/5 \text{ V} @ f = 2000 \text{ Hz}$) e sétimo ($v_{ref,rms} =$

115/7 V @ $f = 2800$ Hz). Já a Figura 46 (b) demonstra a capacidade de sintetizar uma forma de onda triangular com valor de pico $v_{ref,pk} = 115\sqrt{2}$ V @ $f = 400$ Hz. Em ambos os casos, percebe-se uma oscilação persistente na forma de onda sintetizada pelo amplificador principal $v_p(t)$. Essa oscilação, excitada pelas transições de nível na forma de onda sintetizada pelo inversor multiníveis, deve-se a dois motivos principais: (i) emprego de um resistor de amortecimento no filtro de saída do amplificador principal levemente inferior ao valor ótimo projetado; e (ii) efeito da amostragem do sinal de referência (devido ao modo como a síntese de formas de onda arbitrárias foi implementada na FPGA). Como esses fenômenos não foram modelados e, por consequência, levados em consideração no dimensionamento do barramento mínimo do amplificador de correção, Equação (3.36), as distorções não foram completamente compensadas em determinados pontos devido à saturação do amplificador de correção.

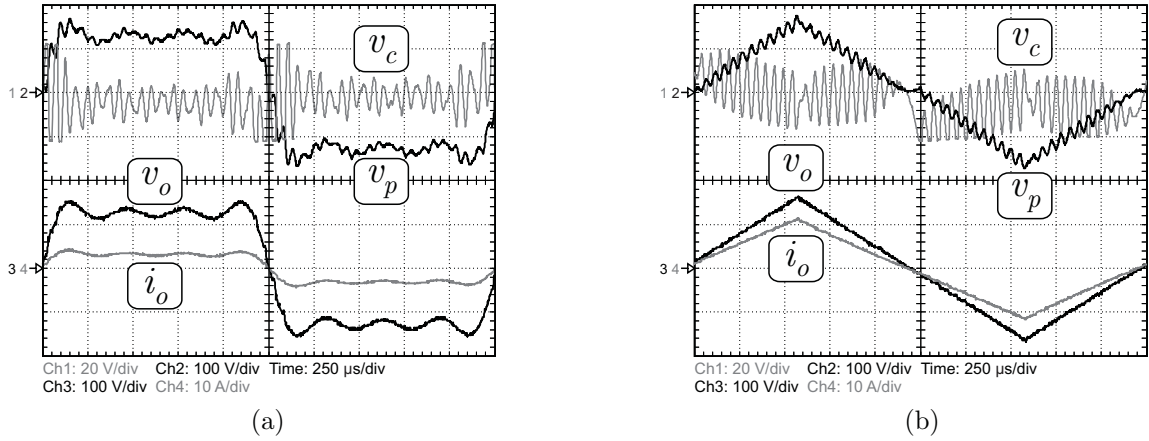


Figura 46: Formas de onda arbitrárias. (a) Referência senoidal com adição de harmônicos ($v_{ref,rms} = \{115, 115/3, 115/5, 115/7\}$ V @ $f = \{400, 1200, 2000, 2800\}$ Hz, $P_o = 475$ W). (b) Referência triangular ($v_{ref,pk} = 115\sqrt{2}$ V @ $f = 400$ Hz, $P_o = 715$ W).

Na Figura 47 são comparados os espectros em frequência, obtidos via transformada rápida de Fourier, do sinal de referência senoidal com adição de harmônicos e a respectiva forma de onda de tensão sintetizada pela ACPS, Figura 46 (a). O objetivo dessa análise é verificar o grau de fidelidade da forma de onda de saída com relação ao sinal de referência. Na Figura 47 (a) são apresentadas as amplitudes dos harmônicos (valor de pico) e na Figura 47 (b) são apresentados os erros (relativos ao sinal de referência) calculados. Conforme se observa, o erro máximo foi de -5% para o sétimo harmônico ($f = 2800$ Hz). Já na Figura 47 (c) são apresentadas as fases dos harmônicos e na Figura 47 (d) são apresentados os erros calculados. Salienta-se que, para evitar a divisão por zero e, assim, possibilitar o cálculo dos erros relativos, adicionou-se 2π rad às fases. O erro máximo observado foi de $0,75\%$, novamente para o sétimo harmônico. Os resultados obtidos demonstram que a forma de onda sintetizada segue satisfatoriamente o sinal de referência.

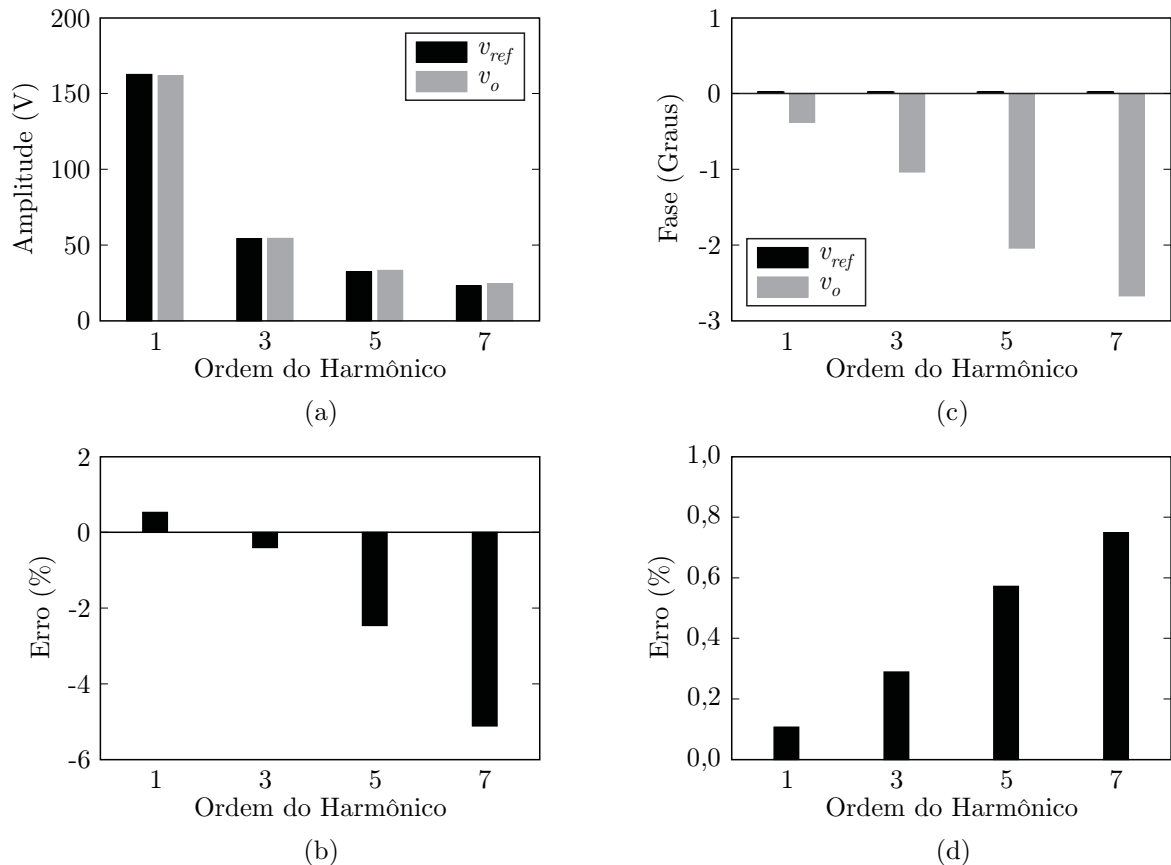


Figura 47: Comparação entre o sinal de referência senoidal com adição de harmônicos e a forma de onda de tensão sintetizada. (a) Amplitude dos harmônicos. (b) Erro relativo às amplitudes. (c) Fase dos harmônicos. (d) Erro relativo às fases.

Os maiores erros (tanto de amplitude quanto de fase) foram observados para o harmônico de mais alta ordem, justamente onde o efeito da amostragem é mais significativo.

A distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion* — THD) da forma de onda $v_o(t)$ sintetizada pela ACPS foi avaliada para uma ampla faixa de sinais de referência e sob duas condições de carga. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 48. Salienta-se que a THD foi calculada através de uma rotina implementada no *software* MATLAB[®] a partir da forma de onda $v_o(t)$ adquirida com o osciloscópio LeCroy[®] WaveRunner 6030A. De modo geral, o comportamento da THD para meia e plena carga é muito semelhante, variando de, aproximadamente, 0,80% em baixas frequências (60 Hz) a 3,00% na frequência máxima de operação, também denominada de banda-passante de potência (5 kHz). O aumento da THD para altas frequências deve-se, principalmente, a quatro fatores: (i) como o cálculo da THD leva em consideração harmônicos de alta ordem, sinais de referência de frequências elevadas implicam um conjunto de harmônicos de frequência igualmente elevada, o que dificulta a atenuação dos harmônicos de ordem superior (sem interferir no harmônico fundamental) pelo filtro passa-baixas empregado na saída do amplificador principal; (ii) harmônicos de alta ordem (com frequência superior à banda-passante de

controle projetada) não são “filtrados” (ou compensados) pelo amplificador de correção; (iii) para frequências elevadas ($f \geq 1$ kHz) os efeitos da amostragem (devido à implementação digital e processo de conversão D/A) passam a impactar na qualidade do sinal de referência informado ao amplificador de correção; e (iv) não-idealidades do amplificador principal (como a distorção provocada pelo tempo-morto) levam o amplificador de correção à saturação.

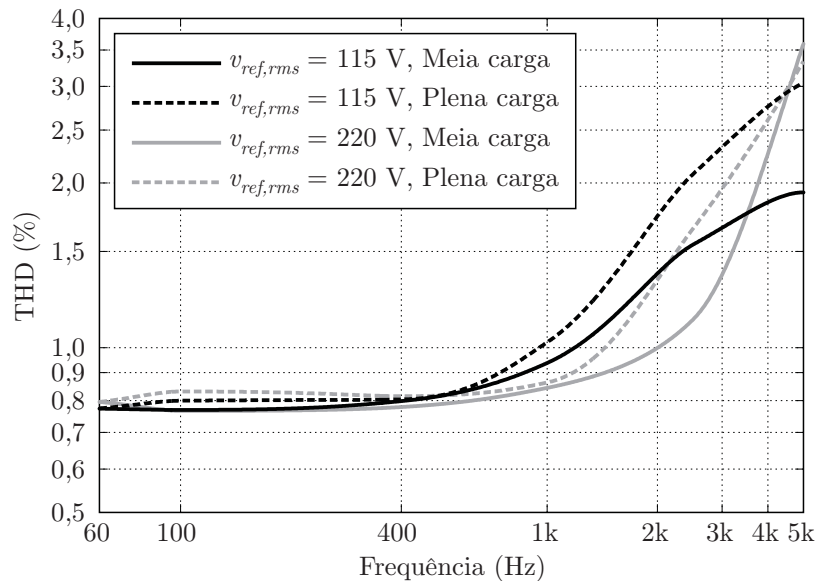


Figura 48: Distorção harmônica total medida para diferentes referências e condições de carga (para meia carga, $P_o \approx 480$ W, e para plena carga, $P_o \approx 930$ W).

Finalmente, as curvas de rendimento da ACPS obtidas para diferentes sinais de referência e sob uma ampla faixa de cargas são apresentadas na Figura 49. Os dados relativos ao rendimento foram adquiridos com o medidor digital de potências Yokogawa® WT1600 e interpolados por funções polinomiais. Além disso, o rendimento informado na Figura 49 contabiliza não apenas os amplificadores principal e de correção, mas também o conversor CC-CC ressonante empregado na implementação das fontes isoladas (ver apêndice B). Destaca-se que o consumo das fontes auxiliares e circuitos de controle, instrumentação e *gate-driver* não foi considerado na análise.

Na Figura 49 (a) são apresentados os resultados para um sinal de referência $v_{ref,rms} = 115$ V. O menor rendimento da estrutura, 70%, foi observado para 20% de carga com $f = 1000$ Hz, enquanto que o maior rendimento, 82%, deu-se à plena carga e $f = 60$ Hz. Já na Figura 49 (b) são apresentados os resultados para um sinal de referência $v_{ref,rms} = 220$ V. Nesse caso, o menor rendimento, 75%, foi medido para 20% de carga com $f = 1000$ Hz, enquanto que o maior rendimento, 89%, deu-se à plena carga e $f = 60$ Hz. O rendimento superior para $v_{ref,rms} = 220$ V, comparativamente às curvas para $v_{ref,rms} = 115$ V, deve-

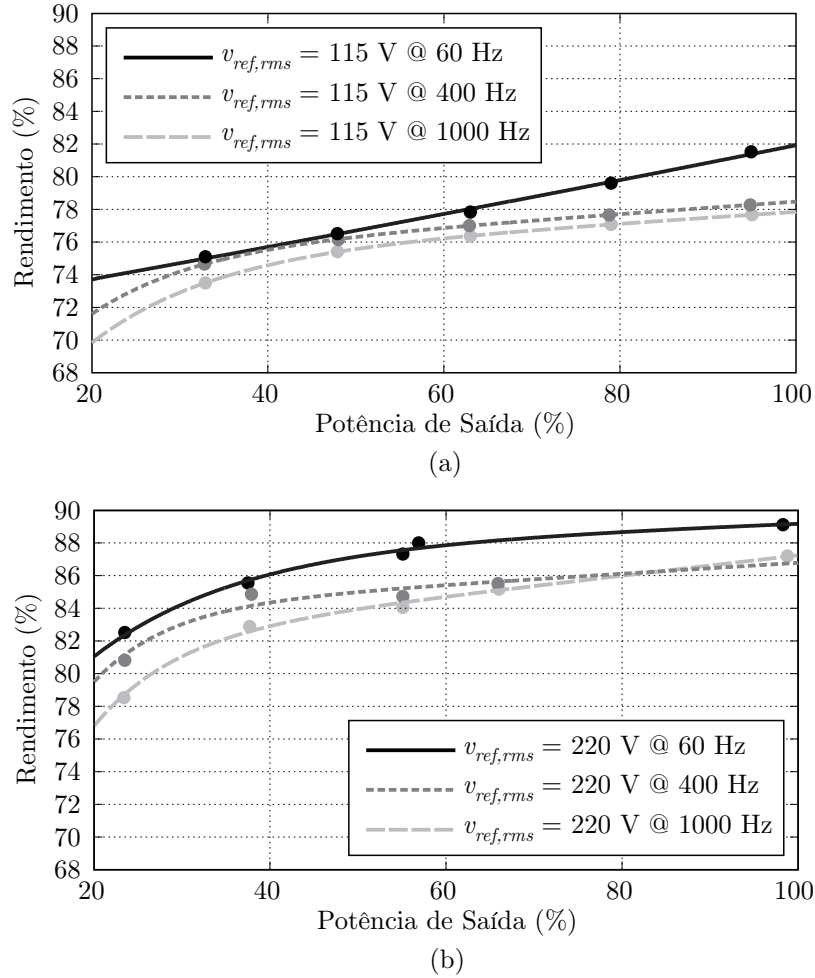


Figura 49: Rendimento medido para diferentes referências e condições de carga. (a) Sinal de referência $v_{ref,rms} = 115\text{ V}$. (b) Sinal de referência $v_{ref,rms} = 220\text{ V}$.

se aos menores níveis de corrente pelos semicondutores dos amplificadores principal e de correção para uma mesma potência de saída.

Dos resultados apresentados na Figura 49, conclui-se que o rendimento aumenta com o aumento da potência de saída da ACPS e diminui com o aumento da frequência do sinal de referência. Isso ocorre, no primeiro caso, pelo fato das perdas associadas ao amplificador de correção (LPA) aumentarem em uma proporção inferior à potência fornecida à carga. Já no segundo caso, a queda de rendimento com o incremento da frequência do sinal de referência pode ser explicada pelo aumento das perdas observadas no circuito de amortecimento do filtro passa-baixas do amplificador principal. De qualquer modo, em ambos os casos, o rendimento pode ser considerado elevado se comparado com outras topologias propostas na literatura (veja, por exemplo, o trabalho de Gong (2009)), principalmente por empregar um menor número de células na implementação do inversor multiníveis.

As perdas relativas a cada estágio da ACPS (conversor CC-CC, amplificador principal e amplificador de correção) podem ser avaliadas através do gráfico da Figura 50 para

a operação sob potência nominal, com $v_{ref,rms} = 115 \text{ V @ } f = 400 \text{ Hz}$. Do total de perdas medidas nesse ponto de operação (267,2 W), 32% estão concentradas no conversor CC-CC, 19% no amplificador principal e 49% no amplificador de correção. Observa-se que, apesar de sua relativa baixa potência, o amplificador de correção é responsável por, aproximadamente, metade das perdas da ACPS. Além disso, na Figura 50 também são informados os rendimentos medidos em cada estágio: 91,8% para o conversor CC-CC, 95,2% para o amplificador principal e apenas 20,7% para o amplificador de correção. Esses dados reforçam a importância de reduzir a potência relativa do amplificador de correção, uma vez que este é o estágio com maior impacto nas perdas totais e, por consequência, no rendimento global da ACPS. Cabe ressaltar que, caso as perdas no conversor CC-CC, responsável por implementar as fontes isoladas dos amplificadores principal e de correção, forem desconsideradas — já que esse estágio não é o foco da presente Tese e, ainda, pode ser implementado de diferentes modos, conforme discutido no anexo B —, o rendimento global da ACPS para o ponto de operação sob potência nominal com $v_{ref,rms} = 115 \text{ V @ } f = 400 \text{ Hz}$ seria de, aproximadamente, 84,0%.

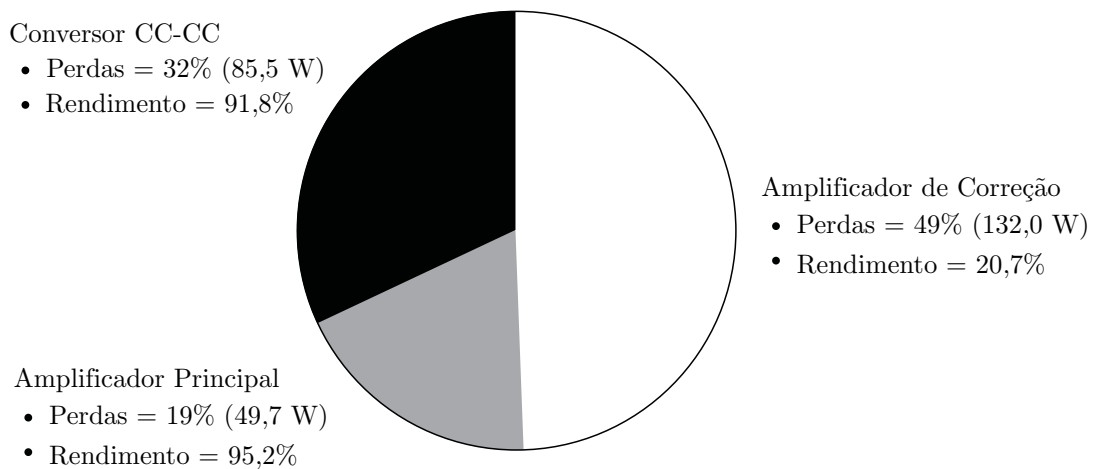


Figura 50: Distribuição das perdas para operação sob potência nominal com $v_{ref,rms} = 115 \text{ V @ } f = 400 \text{ Hz}$.

Os dados da Figura 50 permitem, ainda, a avaliação da validade da metodologia de projeto proposta na seção 3.4. Normalizando as perdas no amplificador de correção (132,0 W) para a potência de saída da ACPS (948 W) no ponto de operação em que os dados da Figura 50 foram medidos, obtém-se 14,0% de perdas. Já o do ábaco da Figura 36 (e) indica que para $C = 2 \mu\text{F}$ e $n = 6$ tem-se, aproximadamente, 17,0% de perdas no amplificador de correção. Uma vez que nem todas as não-idealidades na operação do amplificador principal foram modeladas (e.g., efeito da amostragem do sinal de referência e distorção devido ao tempo-morto), considera-se que as perdas estimadas estão muito

próximas do valor experimental. Cabe lembrar que, quanto maiores as distorções na forma de onda sintetizada pelo amplificador principal, maior é a atuação do amplificador de correção. Por esse motivo, as perdas estimadas foram superiores às obtidas experimentalmente. De qualquer modo, o sobredimensionamento garante que o amplificador de correção opera em sua região segura.

3.6 Conclusão

Nesse capítulo explorou-se a possibilidade de implementação de uma ACPS híbrida composta pela associação série entre um inversor multiníveis PWM com um LPA de baixa tensão e baixa potência. Conforme demonstrado, o primeiro opera como amplificador principal, processando uma grande parcela da energia fornecida à carga, enquanto que o segundo opera como amplificador de correção, garantindo alta fidelidade à forma de onda de tensão sintetizada pela ACPS e processando apenas uma pequena parcela da energia. Desse modo, concebe-se uma topologia que alia o alto rendimento característico dos amplificadores chaveados com a alta fidelidade proporcionada pelos amplificadores lineares.

As principais contribuições da Tese, com respeito a trabalhos prévios, apresentadas nesse capítulo são:

1. Emprego de um inversor multiníveis simétrico com células ponte-completa em cascata, modulado em *phase-shift* PWM, aliado à utilização de um filtro passa-baixas de saída, possibilitando a redução no número de células requeridas ao inversor multiníveis sem, no entanto, penalizar o LPA;
2. Identificação do compromisso existente entre a complexidade (associada à implementação do amplificador principal) e o rendimento do sistema;
3. Definição de uma metodologia de projeto para ambos os amplificadores: principal e de correção;
4. Modelagem e definição de uma metodologia de projeto para o sistema de controle.

Os resultados experimentais corroboraram à comprovação da validade das análises realizadas, bem como validaram a viabilidade da topologia proposta, especialmente com respeito ao rendimento medido.

Ressalta-se que a elevação da frequência do sinal de referência a valores superiores a 1000 Hz compromete a THD da forma de onda de tensão sintetizada pela ACPS, uma vez que leva o amplificador de correção à saturação (*clipping*). Isso ocorre em função do não atendimento da hipótese de que a modulação PWM natural seria empregada, quando, na verdade, implementou-se PWM amostrado simétrico. Além disso, o efeito do tempo-morto na modulação do inversor multiníveis não foi considerado no dimensionamento do barramento CC do LPA.

É importante notar que os requerimentos sobre o amplificador de correção podem ainda ser minimizados, por exemplo, através do aprimoramento da resposta dinâmica do amplificador principal com o emprego de controle em malha fechada. Assim, as sub/sobretensões provenientes de variações de carga podem ser minimizadas. Essa medida possui um impacto positivo na redução do barramento CC mínimo do amplificador de correção, contribuindo ao emprego de um LPA de menor potência e, por consequência, levando à elevação do rendimento do sistema.

4 CONEXÃO SÉRIE DE UM INVERSOR MULTINÍVEIS MODULADO EM BAIXA FREQUÊNCIA E UM LPA

“Que ninguém se engane, só se consegue a simplicidade através de muito trabalho.”

Clarice Lispector

4.1 Considerações gerais

Neste capítulo é proposta uma topologia de ACPS composta pela associação série entre um inversor multiníveis modulado em baixa frequência, com um amplificador linear de baixa tensão e baixa potência. De modo análogo à topologia do capítulo 3, o primeiro opera como amplificador principal, processando a maior parcela da energia fornecida à carga, e o segundo opera como amplificador de correção, garantindo alta fidelidade à forma de onda de tensão sintetizada pela ACPS, sem, no entanto, comprometer o rendimento do sistema.

As principais contribuições da topologia proposta nesse capítulo com respeito às apresentadas na literatura e, em especial, à topologia proposta no capítulo 3 são: (i) minimização e/ou eliminação da necessidade de filtro passa-baixas na saída do inversor multiníveis que compõe o amplificador principal; e (ii) emprego de uma topologia de inversor multiníveis (simétrica ou assimétrica) com reduzido número de chaves semicondutoras controladas.

Além disso, uma metodologia de projeto para o amplificador principal, considerando o impacto no desempenho do amplificador de correção, é proposta. A abordagem acerca da

técnica de controle é apresentada resumidamente, dada a semelhança àquela apresentada no capítulo 3. Por fim, resultados experimentais são apresentados para validar a topologia proposta.

Cabe destacar que a proposta e as análises realizadas nesse capítulo foram parcialmente publicadas em (BELTRAME et al., 2011b) e (BELTRAME; RECH; HEY, 2011).

4.2 Topologia proposta

Com o objetivo de maximizar a confiabilidade do sistema através da redução do número de chaves semicondutoras controladas empregadas no amplificador principal (e, conseqüentemente, circuitos de acionamento e fontes auxiliares isoladas), nesse capítulo propõe-se implementar o amplificador principal através de um inversor multiníveis com células meia-ponte em cascata alimentando um estágio inversor de saída, conforme representado na Figura 51.

Assim, a topologia híbrida de ACPS proposta, detalhada na Figura 51 (a), é composta por um amplificador principal (implementado através de um inversor multiníveis simétrico ou assimétrico, com n células meia-ponte conectadas em cascata e alimentando um estágio inversor em ponte-completa de saída), enquanto que o amplificador de correção é implementado através de um LPA genérico. Convém salientar que a topologia do inversor multiníveis da Figura 51 (a) foi proposta originalmente por Schmid e Schatzle (1988) em uma configuração unidirecional (com respeito ao fluxo de energia) e, mais recentemente, por Babaei e Hosseini (2009) em uma configuração bidirecional. É importante notar que essa topologia permite a síntese de uma forma de onda de tensão com m níveis distintos a partir de um inversor com n células.

As principais formas de onda teóricas da topologia proposta são representadas na Figura 51 (b), onde $v_{ref}(t)$, $v_p(t)$ e $v_c(t)$ são, respectivamente, o sinal de referência, a forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal e a forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador de correção. Já $v_o(t)$ é a forma de onda de tensão na saída da ACPS resultante da soma entre $v_p(t)$ e $v_c(t)$. Como pode ser observado na Figura 51 (b), uma estratégia de modulação em baixa frequência é adotada para o amplificador principal (e.g., a estratégia *nearest level control* (FRANQUELO et al., 2008)), a qual é detalhada na seção 4.3.2.

Independentemente do emprego de uma configuração simétrica ou assimétrica, o uso de células meia-ponte em cascata na implementação do inversor multiníveis permite redu-

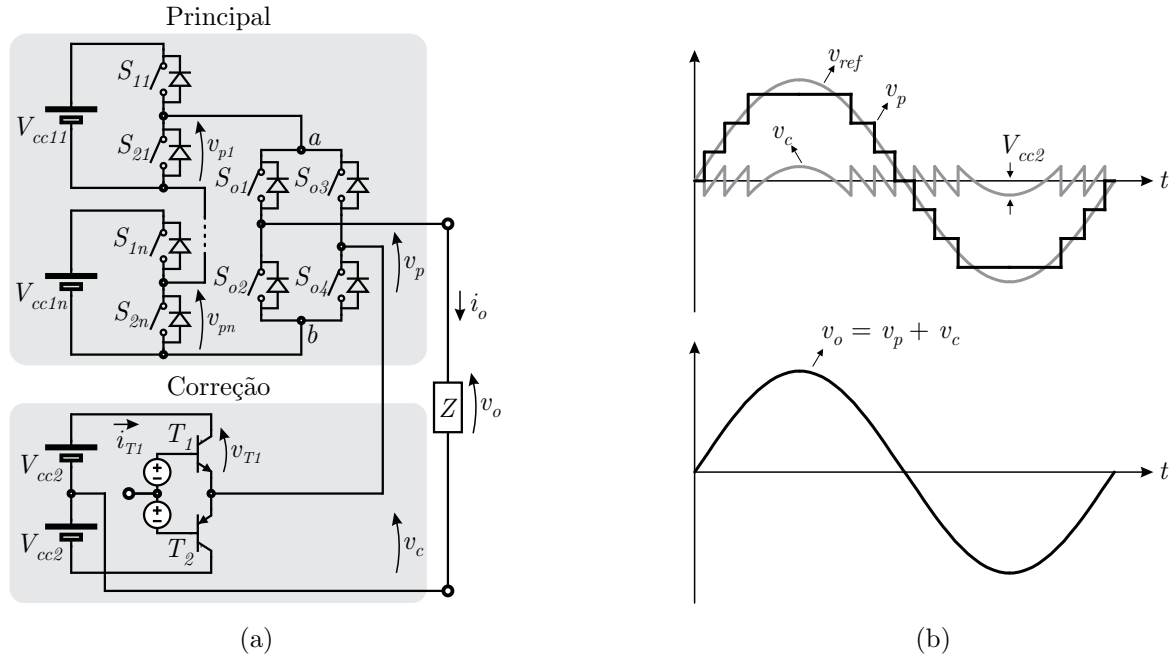


Figura 51: Topologia híbrida proposta. (a) Circuito. (b) Principais formas de onda.

zir o número de chaves semicondutoras controladas em comparação com estruturas convencionais, que empregam células em ponte-completa (BABAEI; HOSSEINI, 2009) e (RECH; PINHEIRO, 2007). Deve-se destacar que as células meia-ponte conectadas conforme a Figura 51 (a) possibilitam a síntese de uma forma de onda de tensão $v_{ab}(t)$ apenas com polaridade positiva, sendo, então, necessário o emprego de um estágio inversor em ponte-completa na saída (*unfold inverter*) para a síntese de níveis negativos. Apesar desse estágio inversor sustentar integralmente o nível de tensão suprido à carga, chaves semicondutoras convencionais podem ser empregadas — uma vez que a frequência de operação desse estágio é a mesma frequência do sinal de referência —, o que pode contribuir à minimização das perdas de chaveamento e à possibilidade de emprego de uma tecnologia de semicondutores com baixa queda de tensão em condução.

É importante reforçar que inversores multiníveis simétricos (i.e, que apresentam todas as fontes de tensão CC idênticas, ou seja, $V_{cc11} = V_{cc12} = \dots = V_{cc1n}$) possuem a modularidade como sua principal vantagem, uma vez que dispositivos semicondutores (chaves controladas e diodos) de mesma especificação são igualmente empregados em todas as células. Desse modo, a distribuição de perdas e, por consequência, o balanço térmico entre diferentes células, pode ser facilmente garantido (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011). Por outro lado, a principal vantagem do uso de inversores multiníveis assimétricos (i.e., quando ao menos uma fonte de tensão CC possuir amplitude diferente das demais, ou seja, $V_{cc11} \leq V_{cc12} \leq \dots \leq V_{cc1n}$), em comparação às estruturas simétricas, é a possibilidade de redução no número requerido de células para um dado número de níveis na tensão

sintetizada (RECH; PINHEIRO, 2007). Adicionalmente, o uso de fontes CC com níveis de tensão distintos na implementação do barramento CC de cada célula possibilita o uso de tecnologias distintas de semicondutores, otimizadas para operar em frequências diferentes e processar níveis distintos de potência, possibilitando a maximização do rendimento do inversor (RECH; PINHEIRO, 2007). Obviamente, essa característica pode também ser interpretada como uma desvantagem, dada a perda de modularidade do conversor.

4.3 Análise da topologia proposta

Esta seção apresenta uma visão geral sobre a operação do inversor multiníveis empregado como amplificador principal, sobre sua estratégia de modulação, bem como discute o impacto do projeto deste nas perdas de condução do LPA que compõe o amplificador de correção. Além disso, propõe-se o emprego de um filtro para limitação do dv_p/dt nos degraus da forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal. Ainda, discute-se resumidamente a estratégia de controle, dada a semelhança com a estratégia proposta no capítulo 3.

4.3.1 Princípio de operação do amplificador principal

Com referência à Figura 51 (a), a j -ésima célula meia-ponte do inversor multiníveis que compõe o amplificador principal pode sintetizar dois níveis distintos de tensão, a saber: 0 e V_{cc1j} , com $j = 1, 2, \dots, n$. Além disso, considera-se que as fontes de tensão CC das células meia-ponte são arranjadas de modo crescente:

$$V_{cc11} \leq V_{cc12} \leq \dots \leq V_{cc1n}. \quad (4.1)$$

A distribuição de fontes de tensão CC definida na Equação (4.1), apesar de genérica, remete a um inversor multiníveis com estrutura assimétrica, conforme já comentado. A estrutura simétrica, por conseguinte, seria um caso particular, onde todas as fontes CC da Equação (4.1) apresentam a mesma amplitude, i.e., $V_{cc11} = V_{cc12} = \dots = V_{cc1n}$.

Além disso, a fonte de tensão CC da primeira célula (V_{cc11}), que é a fonte de menor amplitude em comparação às demais, é definida como o valor base de tensão para a normalização das variáveis envolvidas no inversor (correspondendo, assim, a 1 p.u.). Desse modo, o valor normalizado (em *por unidade*, p.u.) da fonte de tensão CC da j -ésima célula

pode ser calculado por:

$$\bar{V}_{cc1j} = \frac{V_{cc1j}}{V_{cc11}}, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (4.2)$$

Conforme Rech (2005), quando as fontes de tensão CC de todas as células possuem a mesma amplitude (especificamente, a amplitude da célula de menor tensão), a diferença entre dois níveis adjacentes na forma de onda de tensão sintetizada pelo inversor é V_{cc11} , ou seja, todos os níveis são igualmente espaçados. No caso de inversores multiníveis assimétricos, os níveis das fontes CC devem ser corretamente definidos para que níveis adjacentes apareçam igualmente espaçados na forma de onda de tensão sintetizada. Uma condição necessária a essa característica exige que as fontes de tensão CC possuam amplitude múltipla da menor fonte CC, ou seja:

$$\bar{V}_{cc1j} \in \mathbb{N}, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (4.3)$$

Além disso, a seguinte condição adicional deve ser observada para que os níveis adjacentes na forma de onda de tensão sintetizada por um inversor multiníveis, empregando células dois níveis, sejam igualmente espaçados (RECH, 2005):

$$\bar{V}_{cc1j} \leq \bar{V}_{cc11} + \sum_{k=1}^{j-1} \bar{V}_{cc1k}, \quad j = 2, 3, \dots, n, \quad (4.4)$$

onde \bar{V}_{cc1k} é o valor normalizado da fonte de tensão CC da k -ésima célula.

Expandindo a Equação 4.4 para a j -ésima, considerando os valores limites e assumindo que $\bar{V}_{cc11} = 1$ p.u., obtém-se:

$$\begin{aligned} \bar{V}_{cc11} &= 1 \text{ p.u.} \\ \bar{V}_{cc12} &= 2 \text{ p.u.} \\ \bar{V}_{cc13} &= 4 \text{ p.u.} \\ &\vdots \\ \bar{V}_{cc1j} &= 2^{j-1} \text{ p.u.,} \end{aligned} \quad (4.5)$$

de onde se conclui que a “assimetria binária” ($\bar{V}_{cc1j} = 2^{j-1}$ p.u., $j = 1, 2, 3, \dots, n$) é a máxima permitida à estrutura proposta na Figura 51 (a). Obviamente, assimetrias intermediárias podem ser empregadas, porém assimetrias superiores não possibilitam a síntese de níveis de tensão igualmente espaçados. Isso ocorre em função das células meia-ponte do inversor multiníveis da Figura 51 (a) sintetizarem apenas níveis positivos de

tensão, inviabilizando, por exemplo, o emprego de uma “assimetria trinária”, que requer que algumas células sintetizem tensões de polaridade oposta às demais.

Assim, quando as restrições definidas nas Equações (4.3) e (4.4) são respeitadas, a forma de onda de tensão resultante da soma das tensões sintetizadas pelas n células meia-ponte do inversor multiníveis pode assumir qualquer valor positivo normalizado pertencente ao conjunto $\{0, 1, \dots, (\sigma_n - 1), \sigma_n\}$, sendo

$$\sigma_n = \sum_{j=1}^n \bar{V}_{cc1j} \quad (4.6)$$

o máximo nível normalizado de tensão sintetizado pela associação em cascata das n células meia-ponte do inversor multiníveis.

Logo, considerando a inversão proporcionada pelo conversor ponte-completa de saída que compõe a estrutura multiníveis da Figura 51 (a), o número de níveis que pode ser sintetizado é dado por Rech (2005):

$$m = 1 + 2\sigma_n. \quad (4.7)$$

Cabe destacar que o mesmo número de níveis m pode ser obtido com distintas combinações de fontes de tensão CC e/ou quantidade de células em cascata, desde que σ_n permaneça o mesmo.

4.3.2 Estratégia de modulação

A estratégia de modulação proposta para o inversor multiníveis é análoga à modulação em baixa frequência *nearest level control* (FRANQUELO et al., 2008), a qual garante que o sinal de referência $v_{ref}(t)$ intercepte a forma de onda de tensão sintetizada pelo inversor multiníveis $v_p(t)$ exatamente na metade do degrau de tensão (cuja amplitude é definida pelo nível da fonte CC da célula de menor tensão, V_{cc11}). A forma de onda resultante $v_p(t)$ é representada genericamente na Figura 51 (b).

A Figura 52 representa o esquema simplificado da estratégia de modulação híbrida proposta — adaptada da estratégia de modulação proposta por Lipo e Manjrekar (1999) para inversores multiníveis híbridos com células ponte-completa conectadas em cascata. Conforme se observa, o sinal de referência do inversor multiníveis $v_{ref}(t)$, após passar por um bloco que extrai seu módulo $|\cdot|$, torna-se a referência da célula n , $v_{refn}(t)$, a qual apresenta a fonte de tensão CC de maior amplitude. Esse sinal é, então, comparado com

o nível de tensão Ψ_n . Conforme ilustrado na Figura 52, quando o sinal de referência é superior a Ψ_n , a saída da célula n , $v_{pn}(t)$, assume o valor V_{cc1n} . Entretanto, quando o sinal de referência é menor que Ψ_n , $v_{pn}(t)$ assume o valor zero.

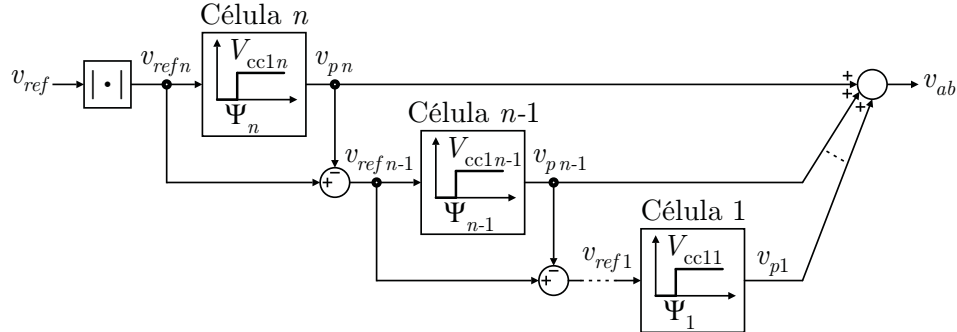


Figura 52: Estratégia de modulação híbrida proposta.

O sinal de referência da j -ésima célula é a diferença entre o sinal de referência e a tensão de saída da célula $j + 1$, ou seja, corresponde à forma de onda que as células de maior tensão não tiveram capacidade de sintetizar. Tal como para a célula n , a tensão de saída da j -ésima célula é gerada a partir da comparação entre o seu sinal de referência v_{refj} e o nível de tensão Ψ_j . O somatório das tensões sintetizadas pelas n células meia-ponte compõe, então, a forma de onda

$$v_{ab}(t) = \sum_{j=1}^n v_{pj}(t), \quad (4.8)$$

a qual é aplicada ao barramento do estágio inversor de saída, conforme a Figura 51 (a).

Para a modulação *nearest level control*, os níveis de tensão Ψ_j (comumente denominados de níveis de comparação) empregados como referência para a modulação da j -ésima célula meia-ponte do inversor multiníveis são definidos como:

$$\Psi_j \triangleq \sigma_{j-1} + \frac{\bar{V}_{cc1j}}{2}, \quad j = 2, 3, \dots, n. \quad (4.9)$$

No caso particular da célula de menor tensão, o nível de comparação é definido como:

$$\Psi_1 \triangleq \frac{\bar{V}_{cc11}}{2}. \quad (4.10)$$

Finalmente, a forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal $v_p(t)$ (com níveis positivos e negativos) é obtida através da modulação do estágio inversor de

saída, segundo a relação:

$$v_p(t) = \begin{cases} +v_{ab}(t), & \text{se } v_{ref}(t) \geq 0 \text{ (} S_{o1} \text{ e } S_{o4} \text{ acionadas)} \\ -v_{ab}(t), & \text{se } v_{ref}(t) < 0 \text{ (} S_{o2} \text{ e } S_{o3} \text{ acionadas)}. \end{cases} \quad (4.11)$$

4.3.3 Definição das tensões dos amplificadores principal e de correção

A máxima tensão sintetizada pelo amplificador principal $v_{p,pk}$ é limitada pelo somatório das n fontes de tensão que compõe seu barramento CC ($V_{cc11} + V_{cc12} + \dots + V_{cc1n}$). Salienta-se, porém, que $v_{p,pk}$ pode ser inferior ao máximo sinal de referência que se deseja sintetizar $v_{ref,pk}$, desde que o amplificador de correção apresente condições para sintetizar o nível de tensão remanescente. Na modulação *nearest level control*, $v_{ref}(t)$ intercepta $v_p(t)$ sempre na metade do degrau de tensão, conforme a Figura 51 (b), proporcionando, assim, a menor diferença possível entre ambas as formas de onda. Conforme já comentado, a amplitude dos degraus de tensão na modulação *nearest level control* é definida pela fonte CC de menor nível do inversor multiníveis, ou seja, V_{cc11} .

Assim, define-se $v_{p,pk}$ como:

$$v_{p,pk} = \sum_{k=1}^n V_{cc1k} \triangleq v_{ref,pk} - \frac{V_{cc11}}{2}. \quad (4.12)$$

Ainda, conhecendo-se o número de níveis m de $v_p(t)$, o valor de V_{cc11} pode ser encontrado por:

$$V_{cc11} = \frac{2v_{p,pk}}{m-1}. \quad (4.13)$$

Desse modo, através das Equações (4.12) e (4.13) pode-se calcular $v_{p,pk}$ como função do número de níveis m :

$$v_{p,pk} = v_{ref,pk} \left(1 - \frac{1}{m} \right). \quad (4.14)$$

Logo, para que se garanta que a forma de onda de tensão desejada na saída da ACPS seja sintetizada, o barramento CC mínimo do amplificador de correção $V_{cc2,min}$, desconsiderando-se no nível de polarização dos transistores do LPA, deve ser:

$$V_{cc2,min} = \frac{v_{p,pk}}{m-1}. \quad (4.15)$$

Conforme definido na Equação (4.15), o barramento CC mínimo necessário ao amplificador de correção decresce com o aumento do número de níveis m . Ainda, pode-se

concluir através da Equação (4.14) que a amplitude máxima da forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal $v_{p,pk}$ é inferior ao nível máximo da referência $v_{ref,pk}$, uma vez que o amplificador de correção é responsável pela síntese da diferença, i.e,

$$v_{ref,pk} = \sum_{k=1}^n V_{cc1k} + V_{cc2}. \quad (4.16)$$

4.3.4 Perdas em condução no amplificador de correção

Com o objetivo de estimar as perdas de condução nos transistores do estágio de saída do LPA que compõe o amplificador de correção, tanto a queda de tensão quanto a corrente que circula através desses dispositivos deve ser determinada. Devido à simetria do estágio de saída do LPA representado na Figura 51 (a), apenas as perdas observadas no transistor T_1 são analisadas. Nesse sentido, aplicando a “Lei de Kirchhoff das Tensões” ao circuito da Figura 51 (a), a queda de tensão $v_{T_1}(t)$ sobre o transistor T_1 pode ser calculada, conforme a Equação (4.17). Já a corrente $i_{T_1}(t)$ através do transistor T_1 (que conduz apenas corrente elétrica no sentido indicado na Figura 51 (a)), é definida conforme a Equação (4.18), onde $i_o(t)$ é a corrente de carga.

$$v_{T_1}(t) = V_{cc2} - v_o(t) + v_p(t) \quad (4.17)$$

$$i_{T_1}(t) = \begin{cases} i_o(t), & \text{se } i_o(t) \geq 0 \\ 0, & \text{se } i_o(t) < 0 \end{cases} \quad (4.18)$$

De modo a determinar o impacto das especificações do inversor multiníveis empregado como amplificador principal, em especial do número de níveis m , no desempenho do amplificador de correção, as perdas de condução dos transistores lineares do LPA que compõe o amplificador de correção são modeladas. Para tanto, as seguintes suposições são feitas:

1. A forma de onda sintetizada pelo amplificador principal $v_p(t)$ não apresenta dinâmicas, uma vez que se um filtro passa-baixas for empregado, sua frequência de corte é tão elevada que as dinâmicas introduzidas pelo mesmo podem ser desconsideradas;
2. O barramento CC do amplificador de correção V_{cc2} é definido pela Equação (4.15);
3. A corrente de polarização (*quiescente*) do LPA empregado como amplificador de correção pode ser desconsiderada na análise, uma vez que o LPA opera em Classe-

AB e sua corrente de polarização é considera, nesse caso, muito inferior à sua corrente de saída (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011);

4. A forma de tensão sintetizada pela ACPS $v_o(t)$ e a respectiva corrente de carga $i_o(t)$ são senoidais, com frequência $\omega = 2\pi f$, e a carga é linear (resistiva, indutiva ou capacitiva);
5. As perdas nos transistores de saída do LPA que compõe o amplificador de correção, conforme Figura 51 (a), são simétricas, i.e., as perdas em T_1 são análogas às perdas em T_2 .

Então, a potência instantânea $p_{T_1}(t)$ dissipada pelo transistor T_1 pode ser calculada por:

$$p_{T_1}(t) = v_{T_1}(t)i_{T_1}(t), \quad (4.19)$$

enquanto que as perdas de condução totais observadas no amplificador de correção P_c podem ser calculadas por:

$$P_c = 2P_{T_1} = 2f \int_0^{\frac{1}{f}} p_{T_1}(t)dt. \quad (4.20)$$

Devido às descontinuidades na forma de onda de $v_c(t)$ e, por consequência, de $v_{T_1}(t)$, as Equações (4.19) e (4.20) são solucionadas numericamente empregando o *software* MATLAB[®]. Como exemplo, a queda de tensão, Equação (4.17), a corrente, Equação (4.18) e a potência instantânea dissipada pelo transistor T_1 , Equação (4.19), são apresentadas na Figura 53 para $m = 5$ e uma carga com fator de potência unitário. Salienta-se que os valores estão normalizados.

Finalmente, os resultados para a potência total dissipada pelo amplificador de correção, Equação (4.20), são apresentados na Figura 54, normalizados para a potência de saída P_o , que, para sinais senoidais, pode ser calculada por:

$$P_o = f \int_0^{\frac{1}{f}} v_o(t)i_o(t)dt = v_{ref,rms} i_{o,rms} \cos(\Theta), \quad (4.21)$$

onde se assumiu que $v_o(t) = v_{ref}(t)$, e Θ é o ângulo de defasagem entre $v_o(t)$ e $i_o(t)$, sendo função do fator de potência da carga Z .

Como pode ser visto na Figura 54 (a), para cargas com característica indutiva, e na Figura 54 (b), para cargas com característica capacitiva, o aumento do número de níveis m de $v_p(t)$ contribui à redução das perdas de condução P_c observadas no amplificador de correção, independentemente do fator de potência da carga (indicado pelo ângulo Θ).

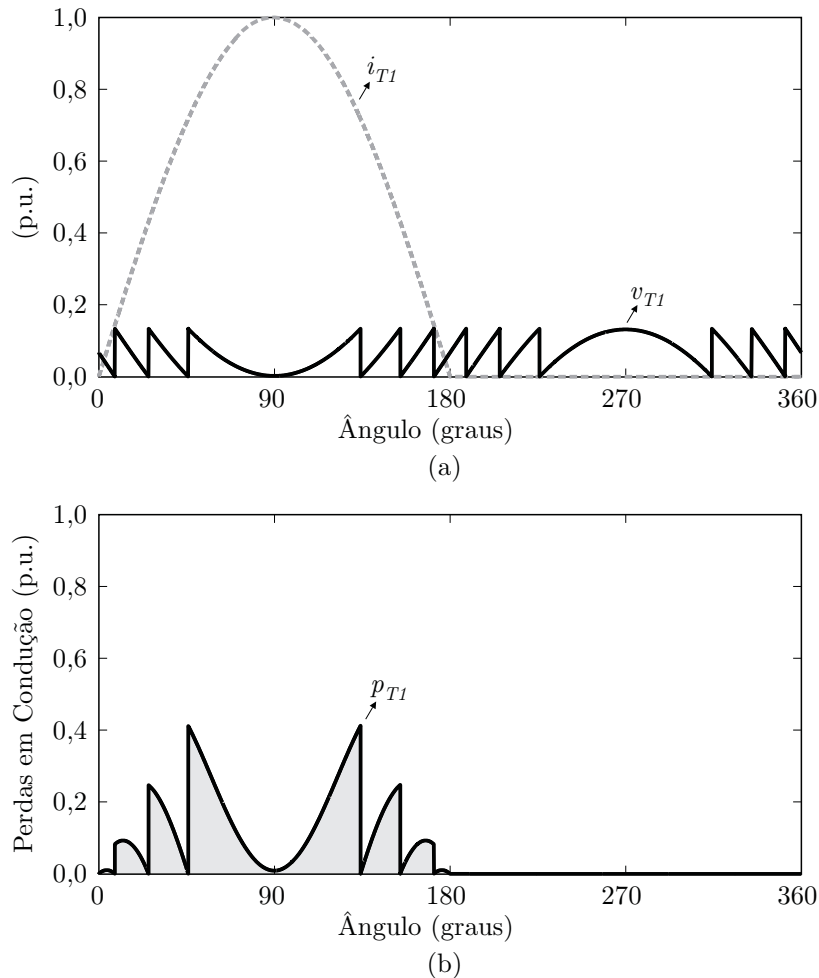


Figura 53: Formas de onda do transistor T_1 do LPA para $m = 15$ e carga com fator de potência unitário. (a) Tensão $v_{T1}(t)$ (normalizada para $v_{o,pk}$) e corrente $i_{T1}(t)$ (normalizada para $i_{o,pk}$). (b) Potência instantânea $p_{T1}(t)$ dissipada pelo transistor T_1 (normalizada para a potência de saída P_o).

Isso ocorre em função da redução do nível de tensão dos degraus de $v_p(t)$, exigindo um amplificador de correção de menor capacidade de compensação (i.e., menor barramento CC) e, por consequência, menor potência. Por outro lado, a elevação do número de níveis m pode requerer o aumento do número de células n (dependendo da assimetria do inversor multiníveis), comprometendo a confiabilidade do sistema e contribuindo ao aumento das perdas de condução no amplificador principal, uma vez que, possivelmente, mais dispositivos semicondutores estarão conectados em série. Cabe ressaltar que a Figura 54 foi obtida considerando que a ACPS está operando com índice de modulação 0,46 com respeito à máxima tensão definida pela Equação (4.16). Essa escolha representa uma tensão eficaz de 110 V para um barramento total de 350 V.

O comportamento aproximadamente plano para as perdas em condução na Figura 54 a partir de $m = 19$ níveis deve-se, basicamente, à pequena participação do amplificador de correção na potência de saída da ACPS a partir desse ponto. Isso deve-se ao barramento

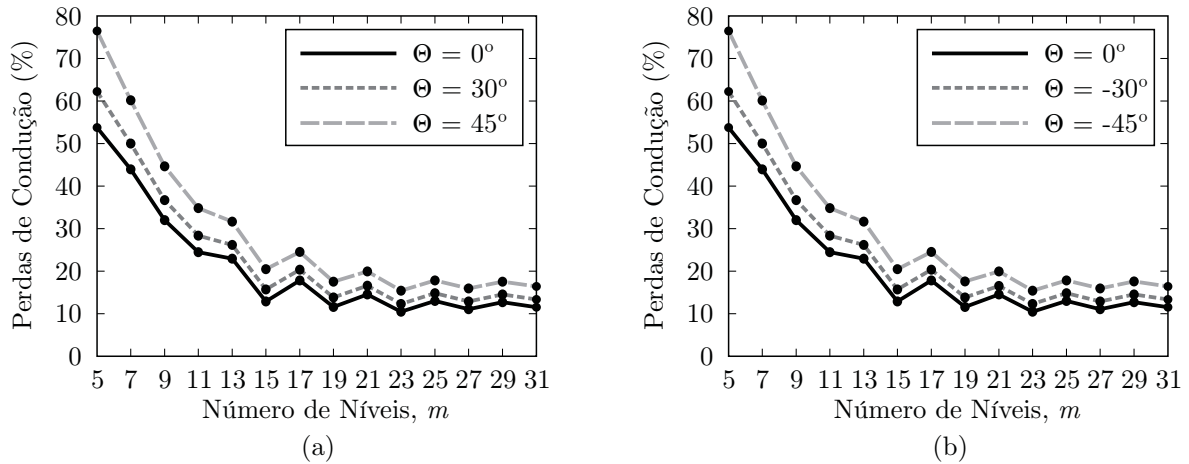


Figura 54: Perdas no amplificador de correção P_c , normalizadas para a potência de saída P_o , em função do número de níveis m . (a) Carga com característica indutiva. (b) Carga com característica capacitiva.

CC V_{cc2} requerido pelo amplificador de correção aproximar-se de seu limite mínimo de operação (CIRRUS LOGIC, 2009). Logo, não existe mais ganho com o aumento no número de níveis na forma de onda sintetizada pelo amplificador principal.

4.3.5 Filtro passa-baixas para limitação do dv_p/dt

No decorrer da revisão bibliográfica no capítulo 2, apresentou-se duas possibilidades de limitação do dv_p/dt dos degraus na forma de onda de tensão sintetizada por um inversor multiníveis modulado em baixa frequência e empregado na implementação do amplificador principal (ver Figura 22): (i) através da variação da capacitância Miller das chaves semicondutoras (GONG; ERTL; KOLAR, 2006); e (ii) pela inserção de um filtro passa-baixas de segunda ordem na saída do inversor multiníveis (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011). O controle do dv_p/dt faz-se necessário em função das limitações do *slew rate* da forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador de correção e de sua banda-passante máxima.

Então, um filtro passa-baixas de segunda ordem para a limitação do dv_p/dt é adotado nesse trabalho em função de sua simplicidade e por não impactar nas perdas de chaveamento do inversor. O circuito do filtro (composto por um indutor L e um capacitor C) associado a um circuito de amortecimento passivo em configuração série (composto por um indutor L_d e um resistor R_d), adicionado à saída do inversor multiníveis empregado como amplificador de correção, é representado na Figura 55.

Convém salientar que nesse ponto ocorre uma redefinição das variáveis relativas ao amplificador principal, dada a inserção do filtro de limitação do dv_p/dt : $v'_p(t)$ passa a ser a forma de onda sintetizada pelo inversor multiníveis e aplicada à entrada do filtro, ao passo

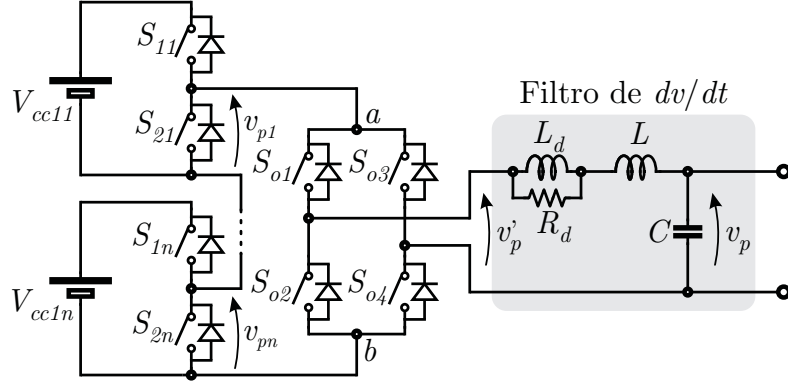


Figura 55: Filtro passa-baixas para limitação do dv_p/dt (GONG; HASSLER; KOLAR, 2011).

que $v_p(t)$ é a tensão filtrada, a qual coincide com a tensão sintetizada pelo amplificador principal.

4.3.5.1 Definição da frequência natural de ressonância

Buscando-se modelar a limitação da taxa de variação de tensão proporcionada pelo filtro passa-baixas de segunda ordem, faz-se as seguintes considerações:

1. O circuito de amortecimento passivo não é considerado na modelagem;
2. Os elementos passivos do filtro são considerados ideais;
3. O amplificador principal alimenta uma carga puramente resistiva, ou seja $Z = R$;
4. Os degraus de tensão na forma de onda sintetizada pelo inversor multiníveis $v'_p(t)$ que compõe o amplificador principal possuem a amplitude definida pela fonte CC de menor amplitude do inversor, ou seja, V_{cc11} .

Desse modo, o impacto dos degraus de tensão de $v'_p(t)$ na resposta do filtro podem ser analisadas através do circuito da Figura 56 (a), o qual representa a aplicação de um degrau de tensão de amplitude V_{cc11} à entrada do filtro. Já a resposta temporal ao degrau é representada na Figura 56 (b), onde t_{rise} é o tempo de subida necessário para $v_p(t)$ (forma de onda de tensão na saída do filtro, ou seja, sintetizada pelo amplificador principal) varie de 10% para 90% de seu valor em regime permanente (V_{cc11}).

A resposta típica de um filtro passa-baixas com carga resistiva submetido a um degrau de tensão de amplitude V_{cc11} , conforme representado na Figura 56, pode ser determinada por:

$$v_{p,degrau}(t) = V_{cc11} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \text{sen} \left(\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t + \varphi \right) \right], \quad (4.22)$$

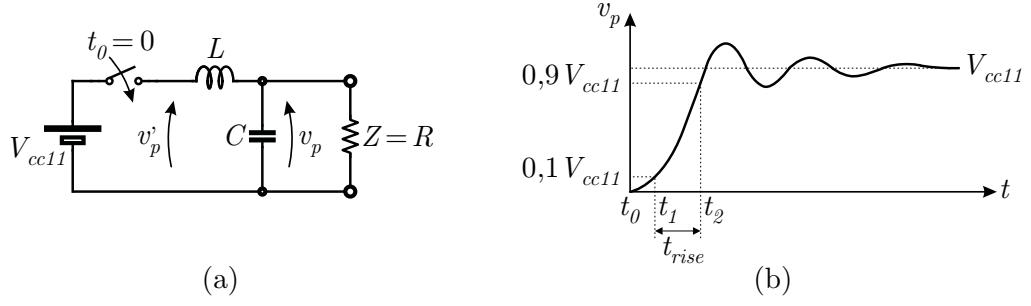


Figura 56: Modelagem do filtro passa-baixas para limitação do dv_p/dt submetido a um degrau de tensão. (a) Circuito elétrico. (b) Resposta temporal.

com

$$\varphi = \arctg \left(\frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{\zeta} \right), \quad (4.23)$$

onde $\omega_n = 2\pi f_n$ é a frequência natural de ressonância do filtro passa-baixas de segunda ordem, definida como

$$\omega_n \triangleq \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (4.24)$$

ζ é o coeficiente de amortecimento do filtro, definido como

$$\zeta \triangleq \frac{R}{2Z_n} \quad (4.25)$$

e Z_n é a impedância característica do tanque ressonante, definida como

$$Z_n \triangleq \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (4.26)$$

O tempo de subida t_{rise} pode ser calculado pela diferença entre os intervalos de tempo necessários para que $v_p(t)$ atinja 10% e 90% de seu valor em regime permanente, respectivamente t_1 e t_2 (ver Figura 56 (b)), ou seja:

$$t_{rise} = t_2 - t_1. \quad (4.27)$$

Os intervalos de tempo t_1 e t_2 podem ser obtidos, como função do coeficiente de amortecimento ζ , solucionando a Equação (4.22) numericamente para as seguintes condições:

$$\begin{cases} v_{p,degrau}(\omega_n t_1, \zeta) = 0,1V_{cc11} \longrightarrow \omega_n t_1(\zeta) \\ v_{p,degrau}(\omega_n t_2, \zeta) = 0,9V_{cc11} \longrightarrow \omega_n t_2(\zeta). \end{cases} \quad (4.28)$$

Assim, levando-se a solução numérica da Equação (4.28) na Equação (4.27), o ábaco representado na Figura 57 pode ser obtido, onde $\omega_n t_{rise}$ é representado como função do

coeficiente de amortecimento ζ . Salienta-se que o ábaco da Figura 57 pode ser aproximado com grande precisão por uma função polinomial de 3º grau:

$$\omega_n t_{rise}(\zeta) = p_3 \zeta^3 + p_2 \zeta^2 + p_1 \zeta + p_0, \quad (4.29)$$

onde os coeficientes p_j da Equação (4.29) foram obtidos a partir da função *cftool* disponível no *software* MATLAB®, e são definidos como: $p_3 = 1,5860$; $p_2 = -0,1538$; $p_1 = 0,9252$; e $p_0 = 1,014$.

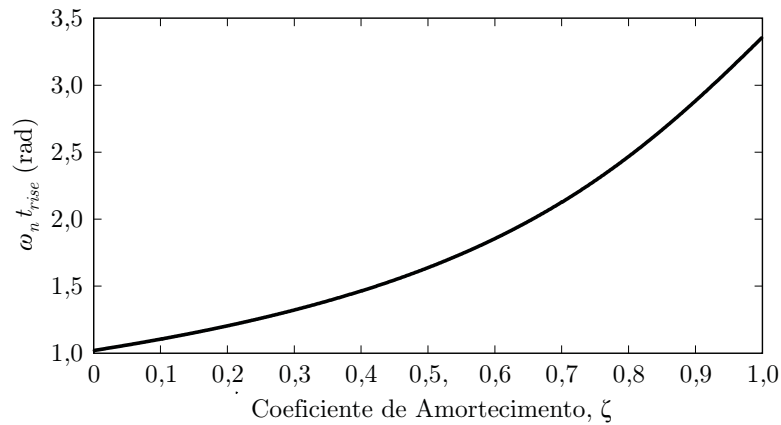


Figura 57: Tempo de subida em função do coeficiente de amortecimento.

O *slew rate* SR da forma de onda de tensão $v_p(t)$ para a aplicação de um degrau V_{cc11} é definido como:

$$SR \triangleq \frac{(0,9 - 0,1)V_{cc11}}{t_{rise}} = \frac{0,8V_{cc11}}{t_{rise}}. \quad (4.30)$$

Desse modo, levando-se a Equação (4.29) na Equação (4.30), o *slew rate* observado em $v_p(t)$, como uma função do coeficiente de amortecimento ζ , pode ser obtido de uma forma fechada:

$$SR(\zeta) = \frac{0,8V_{cc11}\omega_n}{p_3\zeta^3 + p_2\zeta^2 + p_1\zeta + p_0}. \quad (4.31)$$

O pior caso de operação, sob o foco do amplificador de correção, ocorre quanto a ACPS opera sem carga, ou seja, $Z \rightarrow \infty$. Nessa condição, tem-se que $\zeta = 0$ e o *slew rate* SR observado em $v_p(t)$ experimenta seu valor máximo, demandando uma maior capacidade de resposta do amplificador de correção. Por outro lado, em conjunto com o filtro passa-baixas é inserido um circuito de amortecimento passivo, cujo projeto é apresentado na seção 4.3.5.3, garantindo que $\zeta > 0$. Desse modo, lembrando que $\omega_n = 2\pi f_n$ e aproximando-se $\zeta = 0,5$ na Equação (4.31), obtém-se:

$$SR \Big|_{\zeta=0,5} \approx 3,072 V_{cc11} f_n. \quad (4.32)$$

Convém salientar que essa Expressão (4.32) se assemelha com a empregada por Gong (2009) no dimensionamento da frequência natural f_n do filtro empregado na limitação do dv_p/dt .

Logo, a frequência natural do filtro necessária para uma dada limitação do *slew rate* SR pode ser obtida isolando-se f_n na Equação (4.32):

$$f_n \approx \frac{SR \Big|_{\zeta=0,5}}{3,072 V_{cc11}}. \quad (4.33)$$

4.3.5.2 Seleção de L e C

Conforme Gong (2009), o capacitor de filtro C deve ser selecionado de modo a conduzir, no pior caso de operação (para carga nominal R e frequência máxima do sinal de referência f_{max}), 50% do pico da corrente de carga $i_o(t)$. Assim, C deve atender à seguinte restrição:

$$C \leq \frac{0,5}{2\pi f_{max} R}. \quad (4.34)$$

Já o indutor de filtro pode ser calculado isolando-se L na Equação (4.24):

$$L = \frac{1}{\omega_n^2 C}. \quad (4.35)$$

4.3.5.3 Circuito de amortecimento passivo

Buscando a minimização ou mesmo a eliminação das ondulações em $v_p(t)$ devido às dinâmicas introduzidas pelo filtro passa-baixas, adota-se um circuito de amortecimento passivo (composto por um indutor L_d e por um resistor R_d) em série com a topologia do filtro, conforme representado na Figura 55. Essa configuração de filtro apresenta como principal desvantagem o volume associado ao indutor de amortecimento L_d , porém para a aplicação em questão é a mais adequada, uma vez que possibilita uma pequena dissipação de energia em R_d e não altera o comportamento em alta frequência do filtro passa-baixas. O projeto do circuito de amortecimento é realizado conforme Erickson e Maksimovic (2001).

Nessa configuração, o indutor L_d comporta-se como um curto-circuito para o resistor R_d em baixas frequências, evitando, assim, uma significativa dissipação de energia em R_d . Entretanto, para permitir que R_d proporcione o amortecimento passivo necessário, L_d deve possuir uma impedância suficientemente superior à R_d na frequência natural de

ressonância do filtro passa-baixas. Cabe reforçar que a resposta para altas-frequências do filtro não é modificada pela escolha de L_d . Normalmente, faz-se $L_d \gg L$.

Conforme Erickson e Maksimovic (2001), o valor ótimo para a resistência de amortecimento que proporciona a minimização da impedância equivalente de saída do filtro pode ser calculado por:

$$R_d = \frac{Z_n}{Q_{opt}}, \quad (4.36)$$

onde

$$Q_{opt} = \left(\frac{1+b}{b} \right) \sqrt{\frac{2(1+b)(4+b)}{(2+b)(4+3b)}} \quad (4.37)$$

e

$$b = \frac{L_d}{L}. \quad (4.38)$$

4.3.6 Estratégia de controle

A estratégia de controle adotada para a ACPS representada na Figura 51 (a) é muito semelhante à adotada no capítulo 3 e discutida na seção 3.3.3. Desse modo, detalhes da análise são omitidos.

Na Figura 58 é representado o circuito de controle proposto bem como o modelo genérico do LPA empregado como amplificador de correção, do inversor multiníveis empregado como amplificador de principal (modelado como uma fonte de tensão $v'_p(t)$), e do filtro passa-baixas para a limitação do dv_p/dt . Salienta-se que o sinal de referência $v_{ref}^*(t)$ representado na Figura 58 é gerado externamente.

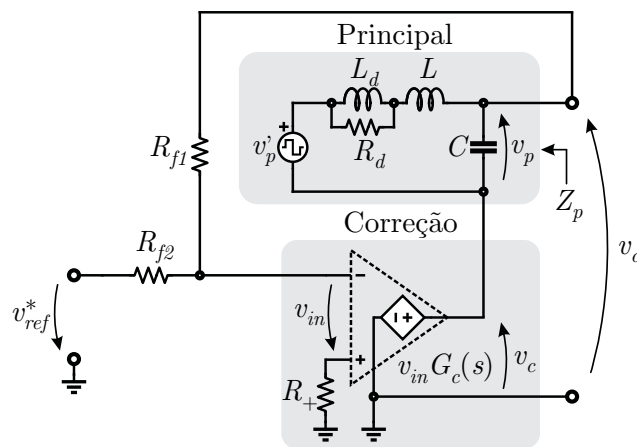


Figura 58: Circuito empregado na modelagem do sistema de controle (similar ao proposto por Gong, Hassler e Kolar (2011)).

Na Figura 59 é representado o diagrama de blocos relativo à modelagem matemática do circuito da Figura 58, onde as funções de transferência e os ganhos são os mesmos definidos na seção 3.3.3, Equações (3.44) a (3.49).

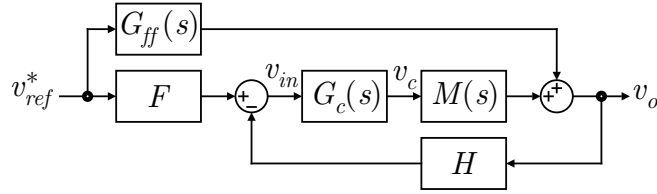


Figura 59: Diagrama de blocos do modelo dinâmico empregado no controle.

4.4 Metodologia de projeto

Esta seção apresenta a metodologia de projeto para o amplificador principal (e.g., seleção do número de níveis m , definição da configuração do inversor multiníveis como simétrico ou assimétrico, e definição dos níveis dos barramentos CC das células), bem como para o amplificador de correção (e.g., definição do nível mínimo do barramento CC). Adicionalmente, o projeto do filtro passa-baixas empregado na limitação do dv_p/dt dos degraus da forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal também é apresentado. Por fim, a estratégia de controle é rapidamente discutida.

4.4.1 Amplificador principal

Inicialmente, as principais especificações necessárias ao projeto são definidas na Tabela 8 (e.g., potência máxima de saída, amplitude nominal do sinal de referência, faixa de frequências do sinal de referência, e barramento mínimo e máximo do amplificador de correção).

Tabela 8: Especificações da ACPS para análise de projeto.

Sistema	Parâmetro	Valor
HPA	Potência nominal	$P_o = 1000 \text{ W}$
	Tensão nominal de referência	$v_{ref,rms} = 115 \text{ V}$
	Tensão máxima de referência	$v_{ref,pk} = 350 \text{ V}$
	Frequência mínima da referência	$f_{min} = 50 \text{ Hz}$
	Frequência máxima da referência	$f_{max} = 5000 \text{ Hz}$
Amplificador de correção (Apex [®] MP111A)	Barramento CC mínimo	$V_{cc2} = 15 \text{ V}$
	Barramento CC máximo	$V_{cc2} = 50 \text{ V}$

4.4.1.1 Definição do número de níveis

Na Figura 54 é representado o compromisso existente entre as perdas de condução do amplificador de correção P_c , normalizadas para a potência de saída P_o , e o número de níveis m na forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal $v_p(t)$. Como pode ser visto, um número de níveis na faixa entre 19 e 27 representa o limite do compromisso entre a complexidade do sistema (número de células requerido) e o desempenho (perdas no LPA). Qualquer aumento além dessa faixa leva a um pequeno incremento no desempenho do sistema. Convém salientar que para m superior a 27 níveis não é observado nenhum decréscimo em P_c , uma vez que a tensão de alimentação do amplificador de correção V_{cc2} atinge o valor mínimo definido na Tabela 8.

4.4.1.2 Definição da simetria e das fontes CC

Existem inúmeras possibilidades de combinação das fontes CC ($V_{cc11}, V_{cc12}, \dots, V_{cc1n}$) para a síntese da forma de onda da modulação *nearest level control*. Por exemplo, adotando-se $m = 25$ níveis distintos de tensão, se um inversor multiníveis simétrico for selecionado (i.e., $V_{cc11} = V_{cc12} = \dots = V_{cc1n}$), 12 células são requeridas ($n = 12$). Por outro lado, se o objetivo for desenvolver uma ACPS com grande capacidade de compactação e, possivelmente, de menor custo, pode-se empregar uma configuração assimétrica de fontes CC (i.e., $V_{cc11} \leq V_{cc12} \leq \dots \leq V_{cc1n}$). Cabe, então, ao projetista a decisão por uma configuração modular (simétrica) ou compacta (assimétrica), bem como contabilizar as vantagens e limitações do emprego de semicondutores de mesma especificação em todas as células (no caso da configuração simétrica) ou distintos (para a configuração assimétrica).

4.4.1.3 Filtro passa-baixas para limitação do dv_p/dt

O projeto do filtro para limitação do dv_p/dt é realizado com base nas equações derivadas na seção 4.3.5.

A frequência natural de ressonância do filtro f_n pode ser calculada a partir da Equação (4.33), bastando especificar SR e V_{cc11} . Para que o LPA empregado como amplificador de correção seja capaz de compensar o dv_p/dt observado nos degraus da forma de onda de tensão do amplificador principal $v_p(t)$, uma recomendação prática é definir a frequência de corte do filtro de modo a proporcionar um *slew rate* entre oito e dez vezes inferior ao *slew rate* máximo sintetizado pelo LPA $SR_{LPA,max}$ (informação obtida na folha de dados), ou seja $\frac{SR_{LPA,max}}{10} \leq SR \leq \frac{SR_{LPA,max}}{8}$.

Já o capacitor de filtro C pode ser calculado através da Equação (4.34), lembrando que a frequência máxima do sinal de referência f_{max} deve ser empregada, bem como o resistor R que representa a carga nominal da ACPS. Adicionalmente, o indutor de filtro L pode ser calculado a partir da Equação (4.35).

Com relação ao circuito de amortecimento passivo, recomenda-se definir $L_d \geq 5L$ para que o resistor de amortecimento R_d possa ser minimizado, reduzindo a dissipação de energia no filtro. Então, R_d pode ser calculado através da Equação (4.36).

4.4.2 Amplificador de correção

Com respeito ao amplificador de correção, uma vez especificada a máxima tensão a ser sintetizada pela ACPS $v_{ref,pk}$ e definido o número de níveis m da forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal (escolha realizada com base nos ábacos da Figura 54), o barramento CC mínimo do amplificador de correção $V_{cc2,min}$, capaz de proporcionar a compensação dos degraus de tensão em $v_p(t)$, pode ser calculado através da Equação (4.15). Obviamente, deve-se adotar $V_{cc2} \geq V_{cc2,min}$ (pelo menos 5 V a mais que $V_{cc2,min}$, conforme recomendação encontrada em Cirrus Logic (2009)).

4.4.3 Estratégia de controle

No sistema de controle proposto, apenas o amplificador de correção opera em malha fechada, da mesma forma que a topologia proposta no capítulo 3.

O projeto do sistema de controle é baseado na seleção dos resistores de realimentação R_{f1} e R_{f2} , conforme representado na Figura 58. Os mesmos devem ser cuidadosamente selecionados com o objetivo de obter a frequência de cruzamento desejada bem como garantir adequada margem de fase.

Diferentemente da topologia do capítulo 3, agora a banda-passante do sistema compensado deve ser suficiente para compensar o dv_p/dt dos degraus de tensão na forma de onda de tensão do amplificador principal (limitados através do projeto adequado do filtro passa-baixas de saída).

4.4.4 Exemplo de projeto

Com base nos ábacos da Figura 54, adotou-se $m = 25$, que representa um bom compromisso entre a complexidade do sistema (número de células requerido) e o desempenho (perdas no LPA).

Tomando a complexidade da estrutura por parâmetro a ser otimizado, um inversor multiníveis *assimétrico* com células meia-ponte em cascata é adotado como amplificador principal. Com o objetivo de empregar os mesmos dispositivos semicondutores em todas as células, definiu-se como maior assimetria a relação de 1/3, ou seja, a(s) célula(s) de menor tensão apresenta(m) um barramento CC de 1 p.u., enquanto que a(s) célula(s) de maior tensão apresenta(m) um barramento CC de 3 p.u. Novamente, essa escolha cabe ao projetista, o qual deve considerar as tecnologias de semicondutores a serem empregadas na implementação do inversor multiníveis e a relação custo/benefício do emprego de tecnologias diferentes (e.g., MOSFETs nas células de menor tensão, que operam em maior frequência de chaveamento, e IGBTs ou tiristores nas células de maior tensão, que operam em frequências próximas a do sinal de referência). Então, adotou-se $n = 5$ células, com os barramentos definidos conforme a Tabela 9, possibilitando a síntese dos 25 níveis distintos de tensão.

Desse modo, o barramento CC total do amplificador de correção pode ser calculado através da Equação (4.14) fazendo $v_{ref,pk} = 350$ V e $m = 25$ (conforme Tabela 8). Já o nível mínimo do barramento CC que deve ser empregado no amplificador de correção V_{cc2} pode ser calculado com base na Equação (4.15).

Com respeito ao filtro passa-baixas para limitação do dv_p/dt , conforme discutido na seção 4.3.5, adotou-se $SR = 13$ V/ μ s, uma vez que para o LPA empregado como amplificador de correção (Apex[®] MP111A), o *slew rate* máximo é $SR_{LPA,max} = 130$ V/ μ s (CIRRUS LOGIC, 2009). Desse modo, a frequência natural, o capacitor e o indutor do filtro são, respectivamente, $f_n = 151$ kHz, $C = 390$ nF e $L = 2,84$ μ H. Já para o circuito de amortecimento passivo, adotou-se para o indutor de amortecimento $L_d = 5L = 14,20$ μ H, resultando em um resistor de amortecimento $R_d = 2,6$ Ω .

O Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta $G_{open}(s)$ do sistema é apresentado na Figura 60. O valor selecionado para os resistores de realimentação R_{f1} e R_{f2} (respectivamente, 270 e 9,25 k Ω) proporciona uma frequência de cruzamento de ganho de, aproximadamente, 300 kHz e uma margem de fase de 67°. Então, a partir do Diagrama de Bode da função de transferência em malha fechada $G_{close}(s)$, representado

na mesma Figura, verifica-se que o sistema apresenta uma banda-passante (onde o ganho estático é atenuado em 3 dB) de, aproximadamente, 500 kHz.

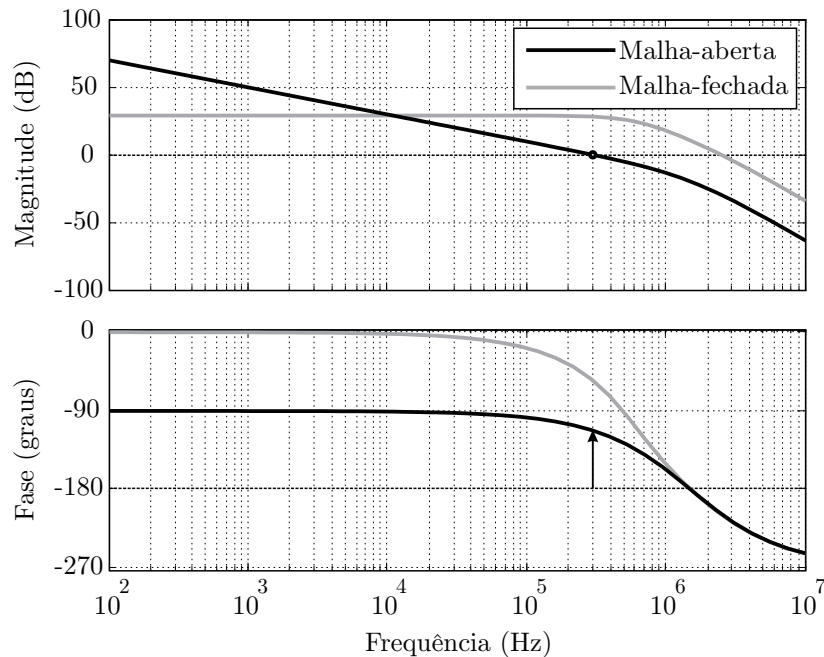


Figura 60: Diagrama de Bode do sistema compensado: funções de transferência de malha aberta $G_{open}(s)$ e malha fechada $G_{close}(s)$.

4.5 Resultados experimentais

Com o objetivo de validar a topologia proposta, uma análise experimental é apresentada nesta seção para a topologia representada na Figura 61. As especificações dos amplificadores principal e de correção são sumarizadas na Tabela 9. A modulação em baixa frequência *nearest level control* empregada no inversor multiníveis é implementada em uma FPGA Xilinx[®] modelo Spartan-3E, a qual também sintetiza o sinal de referência $v_{ref}^*(t)$ para o circuito analógico de controle do LPA através de um conversor D/A de 12 bits.

As chaves semicondutoras empregadas no inversor multiníveis assimétrico que compõe o amplificador principal são compostas por IGBTs modelo IRG4BC20UD (International Rectifier[®]) devido aos níveis de tensão observados nas células de maior tensão. Salienta-se que para as células de menor tensão (com níveis de 1 ou 2 p.u.), chaves semicondutoras de menor capacidade de tensão poderiam ser empregadas, porém optou-se por manter a homogeneidade na implementação. Já o estágio inversor de saída (*unfold inverter*) é implementado por dois módulos SK45GB063 (Semikron[®]), contendo um *braço* de IGBTs cada. Cabe lembrar que o estágio inversor de saída deve ser dimensionado para suportar

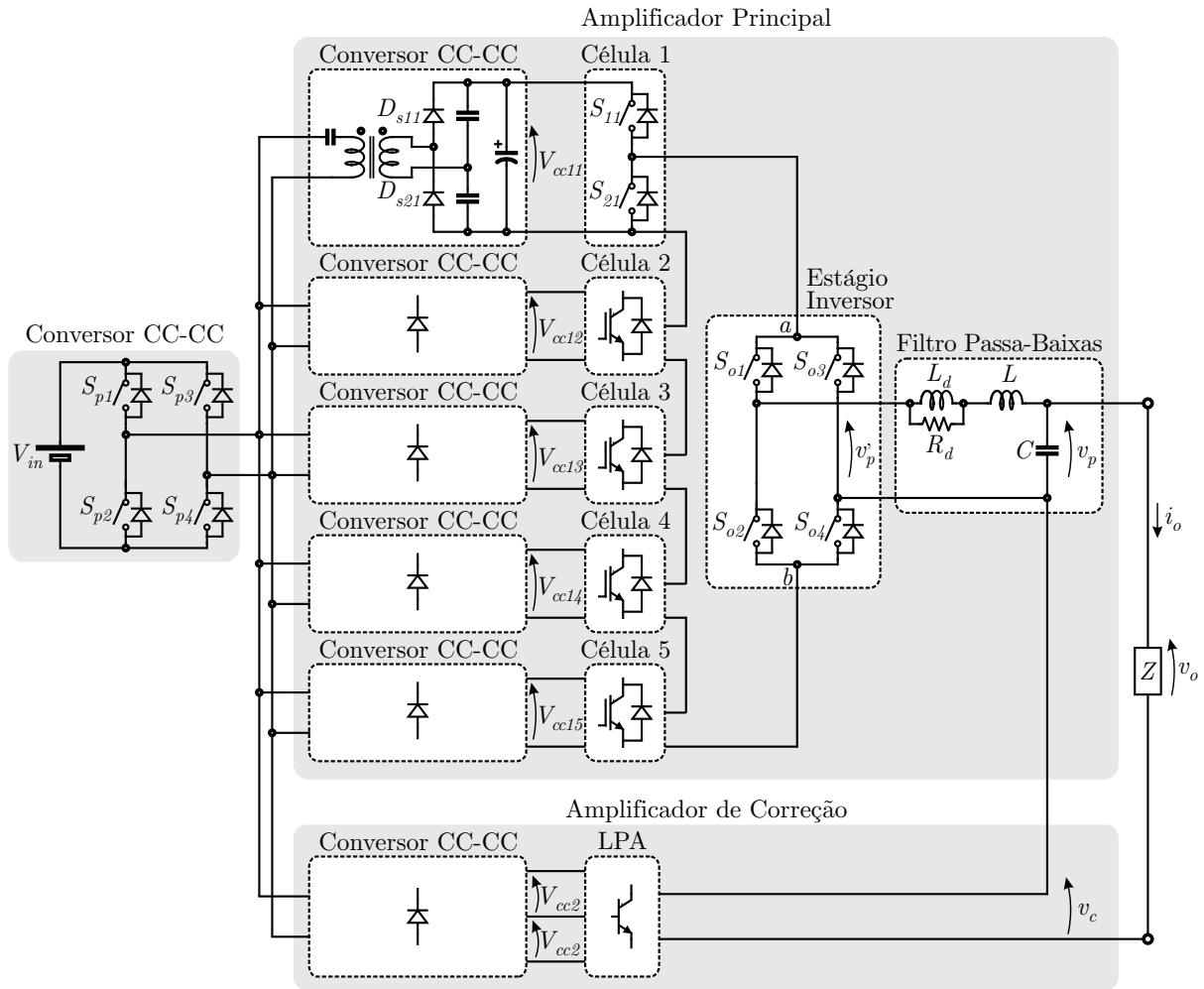


Figura 61: Diagrama representativo da topologia implementada.

integralmente a tensão suprida à carga. Como amplificador de correção, emprega-se o LPA comercial Apex[®] MP111A (CIRRUS LOGIC, 2009).

As fontes isoladas que alimentam tanto as células do inversor multiníveis ($V_{cc11}, \dots, V_{cc15}$) quanto o LPA (V_{cc2}) são implementadas através de um conversor CC-CC ressonante, detalhado no apêndice B. Buscando minimizar os problemas gerados pelo ruído eletromagnético proveniente da recuperação-reversa dos diodos em antiparalelo das chaves semicondutoras empregadas no secundário do conversor CC-CC, optou-se pelo emprego dos diodos semicondutores *Schottky* de *Silicon Carbide* CDS1060 (CREE Semiconductors[®]). Desse modo, o conversor CC-CC opera de modo unidirecional com respeito ao fluxo de energia e o principal impacto dessa característica é a deterioração da capacidade de regulação de tensão. A potência de projeto de cada célula informada na Tabela 9 ($P_{cc11}, \dots, P_{cc15}$) foi definida a partir da análise da operação do amplificador principal sob diferentes níveis do sinal de referência (i.e., sob diferentes índices de modulação em amplitude).

Tabela 9: Especificações da ACPS implementada.

Sistema	Parâmetro	Valor	
HPA	Potência máxima de saída	$P_o = 1000$ W	
	Tensão de referência	$v_{ref,rms} = [0, 247]$ V	
	Frequência de referência	$f = [0, 5000]$ Hz	
Amplificador principal	Número de células	$n = 5$	
	Número de níveis	$m = 25$	
	Barramentos CC		$V_{cc11} = 28$ V (1 p.u.), $P_{cc11} = 65$ W
			$V_{cc12} = 56$ V (2 p.u.), $P_{cc12} = 350$ W
			$V_{cc13} = 84$ V (3 p.u.), $P_{cc13} = 350$ W
			$V_{cc14} = 84$ V (3 p.u.), $P_{cc14} = 350$ W
			$V_{cc15} = 84$ V (3 p.u.), $P_{cc15} = 350$ W
Filtro de saída	$C = 390$ nF e $L = 2,84$ μ H $R_d = 2,6$ Ω e $L_d = 14,20$ μ H		
Amplificador de correção (Apex [®] MP111A)	Barramento CC	$V_{cc2} = 22$ V, $P_{cc2} = 170$ W	
	Resistores de realimentação	$R_{f1} = 270$ k Ω $R_{f2} = (9,10 + 0,15)$ k Ω	
Conversor CC-CC	Tensão de alimentação	$V_{in} = 150$ V	

Detalhes construtivos do protótipo implementado são apresentados no anexo A. Além disso, todos os circuitos de acionamento empregados (desenvolvidos no laboratório) fazem uso do circuito integrado ACPL333J (Avago Technologies[®]), com proteção de *dessaturação* das chaves semicondutoras, fontes de alimentação isoladas e tensão negativa de bloqueio.

Com respeito aos resultados experimentais obtidos, na Figura 62 são apresentadas as formas de onda de tensão $v'_p(t)$ (previamente ao filtro de limitação do *slew rate*) e $v_p(t)$ (após o filtro), para diferentes sinais de referência, com o intuito de demonstrar a correta operação do inversor multiníveis assimétrico com modulação *nearest level control* empregado na implementação do amplificador principal. Como esperado, o aumento da amplitude do sinal de referência resulta no aumento do número de níveis sintetizados pelo inversor (cujo valor máximo é de 25 níveis). Os resultados apresentados na Figura 62 foram obtidos para o conversor operando sob carga nominal, com exceção do resultado da Figura 62 (a), onde a potência de saída foi reduzida (*derating*) de modo a respeitar a limitação de corrente do LPA empregado. Ainda, cabe destacar a distorção da forma de onda de tensão $v_p(t)$ ocasionada pelo filtro passa-baixas (oscilação após um degrau de tensão devido à mudança de nível). Apesar dessa sobretensão não ter sido modelada, a mesma também deverá ser compensada pelo amplificador de correção.

Para demonstrar a correta operação do sistema completo, na Figura 63 e na Figura 64 são apresentadas as formas de onda da tensão sintetizada pelos amplificadores principal $v_p(t)$ e de correção $v_c(t)$, a forma de onda resultante na saída da ACPS $v_o(t)$ e corrente

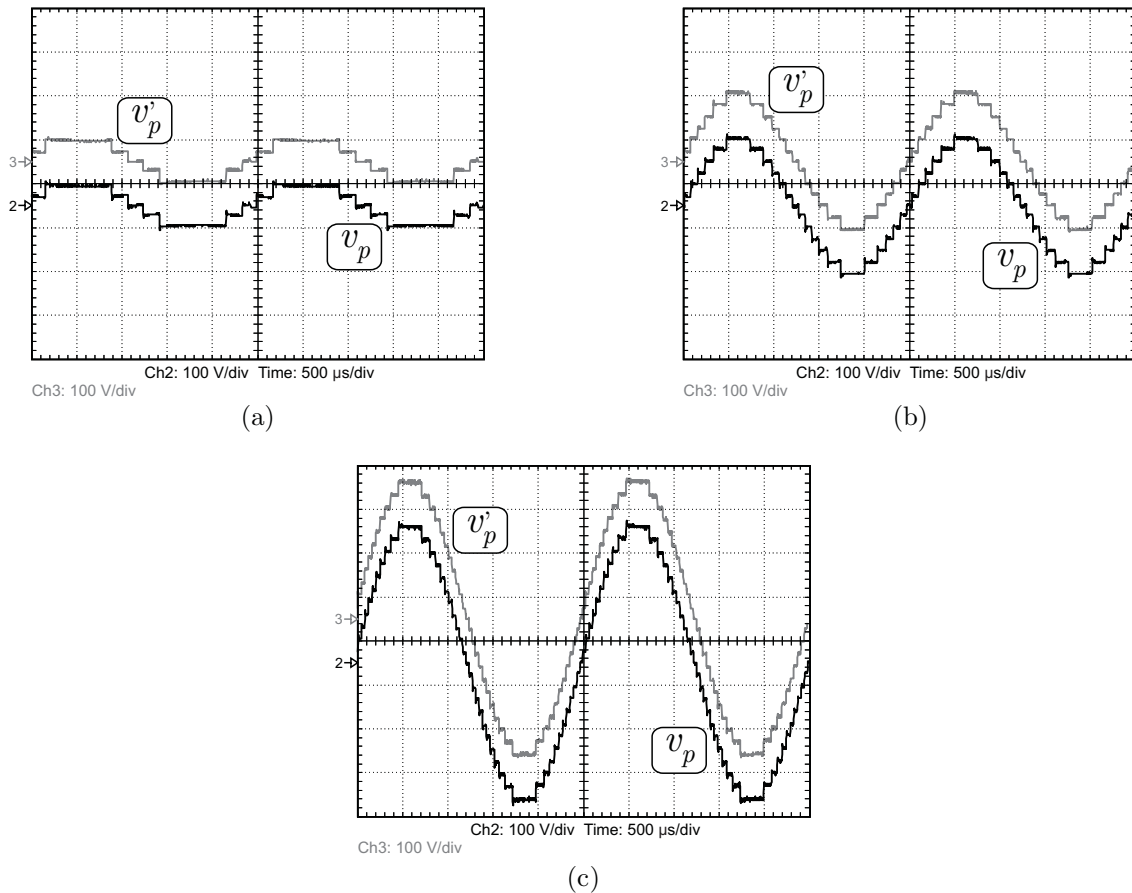


Figura 62: Formas de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal. (a) Cinco níveis ($v_{ref,rms} = 50 \text{ V} @ f = 400 \text{ Hz}$, $P_o = 441 \text{ W}$). (b) Treze níveis ($v_{ref,rms} = 115 \text{ V} @ f = 400 \text{ Hz}$, $P_o = 954 \text{ W}$). (c) Vinte e três níveis ($v_{ref,rms} = 220 \text{ V} @ f = 400 \text{ Hz}$, $P_o = 921 \text{ W}$).

de carga $i_o(t)$. A análise é realizada sob diferentes frequências do sinal de referência (de 60 Hz a 5 kHz) e condições de carga.

Conforme se observa na Figura 63, em todos os casos o amplificador de correção sintetiza uma forma de onda $v_c(t)$ capaz de compensar as distorções presentes em $v_p(t)$. As mesmas observações podem ser estendidas aos resultados apresentados na Figura 64, quando a ACPS opera sob potência nominal. Cabe destacar que para um sinal de referência com frequência de 60 Hz, o amplificador de correção não foi capaz de compensar as distorções observadas na forma de onda de tensão sintetizada pelo amplificador principal devido à grande variação do barramento CC das células (observar o afundamento em $v_p(t)$ próximo ao pico da forma de onda). Já para um sinal de referência com frequência de 5 kHz, as oscilações do filtro também não foram completamente rejeitadas pelo amplificador de correção.

O desempenho da ACPS sob potência nominal para uma carga com característica indutiva pode ser analisado no oscilograma da Figura 65. Conforme se observa, existem pequenas distorções em $v_o(t)$ (na forma de *spikes* de tensão) que não foram completa-

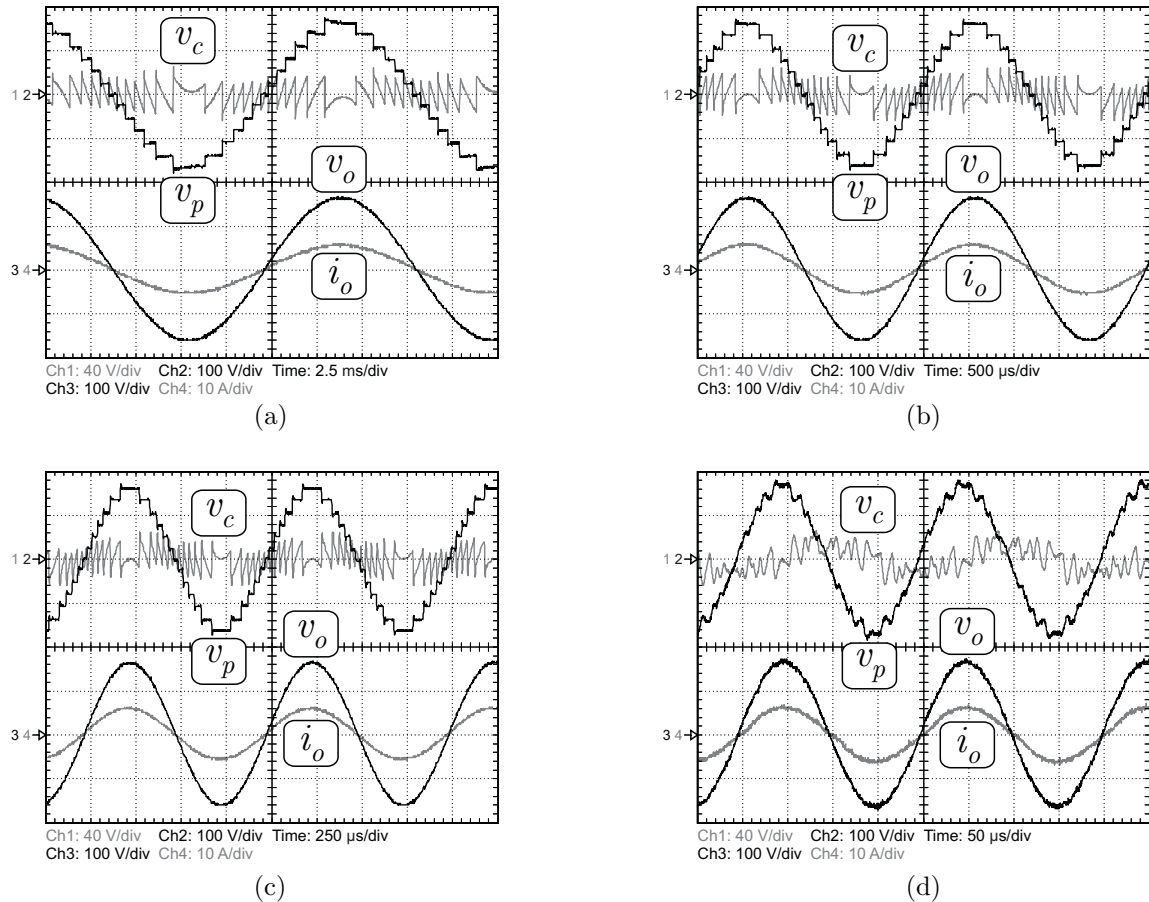


Figura 63: Formas de onda em regime permanente com carga resistiva e operação sob metade da potência nominal. (a) $v_{ref,rms} = 115\text{ V}$ @ $f = 60\text{ Hz}$, $P_o = 466\text{ W}$. (b) $v_{ref,rms} = 115\text{ V}$ @ $f = 400\text{ Hz}$, $P_o = 465\text{ W}$. (c) $v_{ref,rms} = 115\text{ V}$ @ $f = 1000\text{ Hz}$, $P_o = 465\text{ W}$. (d) $v_{ref,rms} = 115\text{ V}$ @ $f = 5000\text{ Hz}$, $P_o = 466\text{ W}$.

mente compensadas pelo amplificador de correção. Isso ocorre em função do amplificador de correção entrar em saturação, uma vez que a definição de seu barramento CC não leva em consideração as sobretensões do filtro (que, obviamente, dependem do amortecimento empregado) nem as oscilações das fontes CC de tensão das células do amplificador principal. De qualquer modo, esse resultado demonstra a robustez do controlador frente a cargas reativas.

Conforme já comentado, uma possibilidade real de emprego da ACPS é na alimentação de cargas com estágio retificador de entrada. Nesse caso, correntes pulsadas com elevado conteúdo harmônico são drenadas da fonte de alimentação. Então, para avaliar a qualidade da forma de onda de tensão sintetizada pela ACPS quando alimentando cargas não-lineares, na Figura 66 são apresentados resultados sob potência nominal para diferentes condições do sinal de referência. Por exemplo, na Figura 66 (a) a ACPS alimenta um retificador não-controlado (retificador ponte-completa a diodos) com um sinal de referência de 60 Hz. Já na Figura 66 (b), o sinal de referência é de 400 Hz.

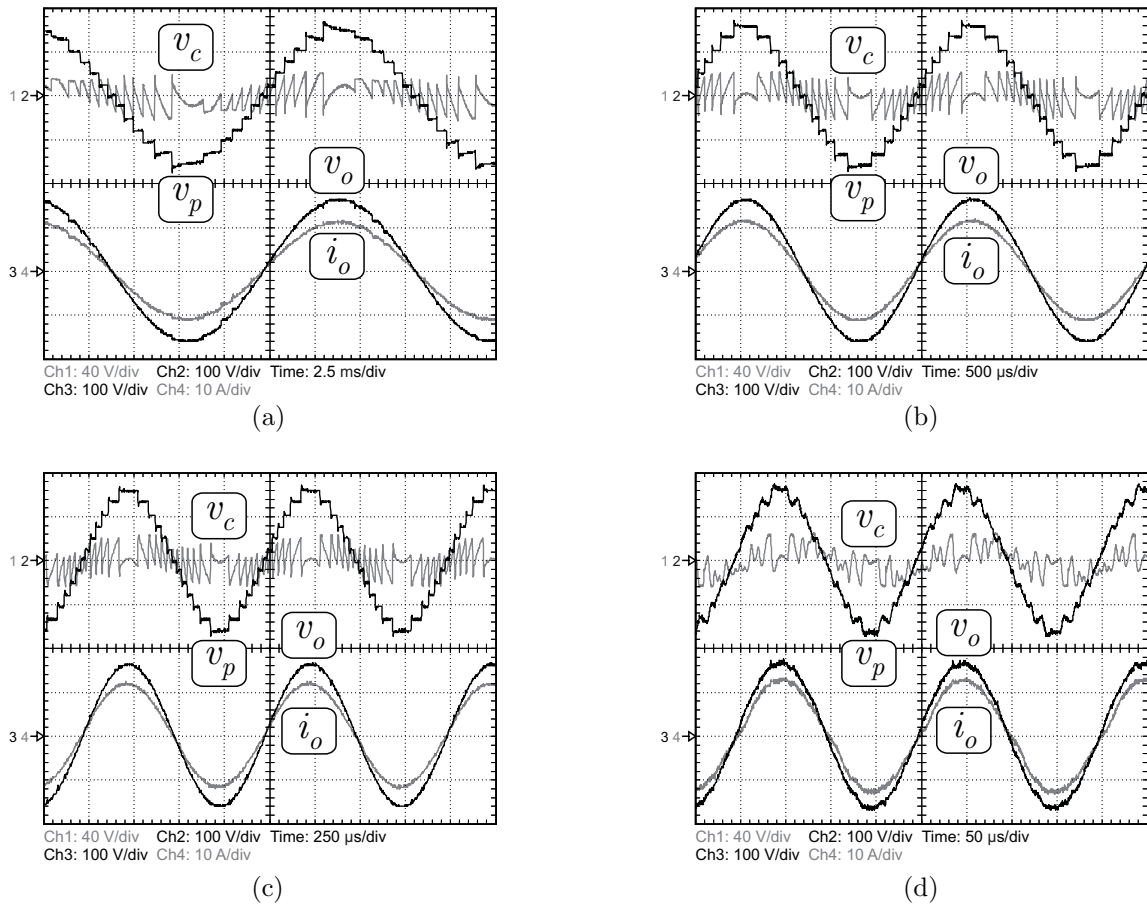


Figura 64: Formas de onda em regime permanente com carga resistiva e operação à potência nominal. (a) $v_{ref,rms} = 115 \text{ V} @ f = 60 \text{ Hz}$, $P_o = 948 \text{ W}$. (b) $v_{ref,rms} = 115 \text{ V} @ f = 400 \text{ Hz}$, $P_o = 956 \text{ W}$. (c) $v_{ref,rms} = 115 \text{ V} @ f = 1000 \text{ Hz}$, $P_o = 956 \text{ W}$. (d) $v_{ref,rms} = 115 \text{ V} @ f = 5000 \text{ Hz}$, $P_o = 966 \text{ W}$.

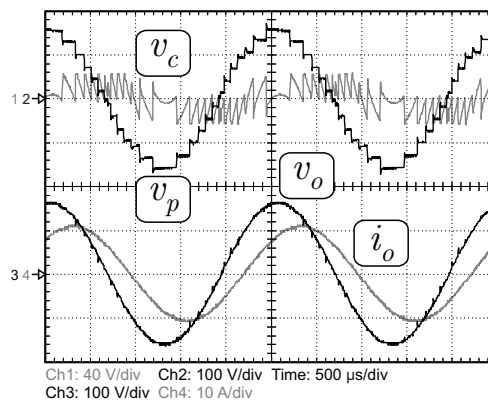


Figura 65: Formas de onda em regime permanente com carga indutiva e operação à potência nominal ($v_{ref,rms} = 115 \text{ V} @ f = 400 \text{ Hz}$, $S_o = 715 \text{ VA}$, $FP = 0,79$).

Como se observa na Figura 66 (a) para a referência em 60 Hz, a grande distorção provocada em $v_p(t)$ pelo elevado nível da corrente de carga (com amplitude 60% superior ao pico da corrente nominal) não foi devidamente compensada pelo amplificador de correção. Isso ocorre principalmente pelo afundamento dos níveis de tensão dos barramentos CC dos amplificadores principal e de correção, impossibilitando a compensação. Já na Figura

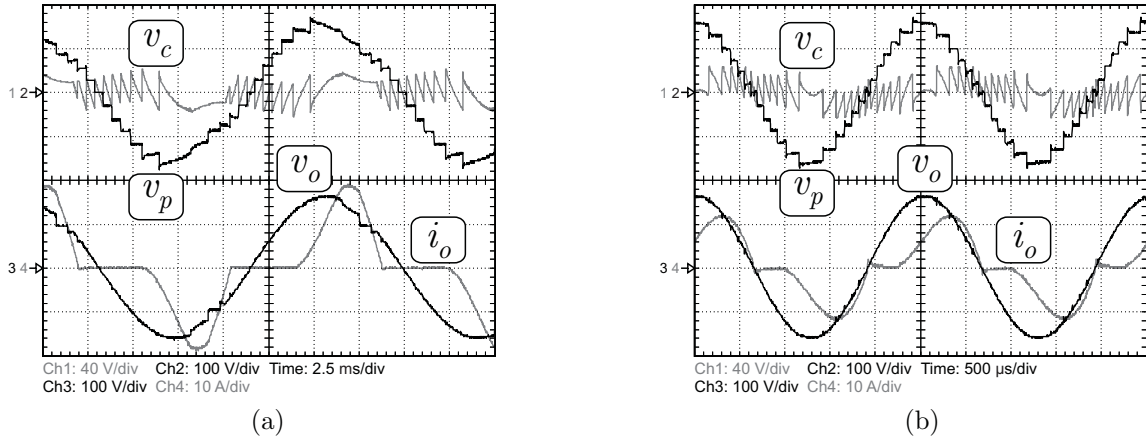


Figura 66: Formas de onda em regime permanente com carga não-linear (retificador ponte-completa a diodos). (a) $v_{ref,rms} = 115 \text{ V} @ f = 60 \text{ Hz}$, $S_o = 1066 \text{ VA}$, $FP = 0,77$. (b) $v_{ref,rms} = 115 \text{ V} @ f = 400 \text{ Hz}$, $S_o = 630 \text{ VA}$, $FP = 0,78$.

66 (b), para uma referência de tensão em 400 Hz, devido aos barramentos CC ficarem submetidos por um tempo inferior ao elevado nível da corrente de carga, sua variação não foi significativa e a compensação deu-se de modo satisfatório.

Apesar de sub/sobretensões ocasionadas por variações bruscas de carga não ser um parâmetros de projeto da presente topologia, para fins de comparação, na Figura 67 são apresentados os resultados experimentais para uma variação instantânea de 50% na potência de saída. Conforme se observa, o amplificador de correção possui um barramento CC suficiente para compensar a distorção ocasionada por um degrau de 0 para 50% da potência nominal. Logo, sob o ponto de vista da carga, é como se a impedância de saída da ACPS fosse nula, uma vez que a inserção de carga não causa distorções perceptíveis em $v_o(t)$. Convém salientar que a pequena distorção observada em $v_o(t)$ previamente do degrau (no instante da mudança de nível) deve-se ao fato do barramento CC do amplificador principal apresentar um nível de tensão superior ao valor de projeto (em função da ACPS estar sem carga).

A distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion* — THD) da forma de onda $v_o(t)$ sintetizada pela ACPS foi avaliada para uma ampla faixa de sinais de referência e sob duas condições de carga. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 68. Salienta-se que a THD foi calculada através de uma rotina implementada no *software* MATLAB[®] a partir da forma de onda $v_o(t)$ adquirida com o osciloscópio LeCroy[®] WaveRunner 6030A. De modo geral, a THD para meia carga é inferior à THD observada à plena carga. Os valores variam de, aproximadamente, 0,75% em baixas frequências (60 Hz) a 3,50% na frequência máxima de operação, também denominada de banda-passante de potência (5 kHz). O aumento da THD para altas frequências deve-se, principalmente, a três fa-

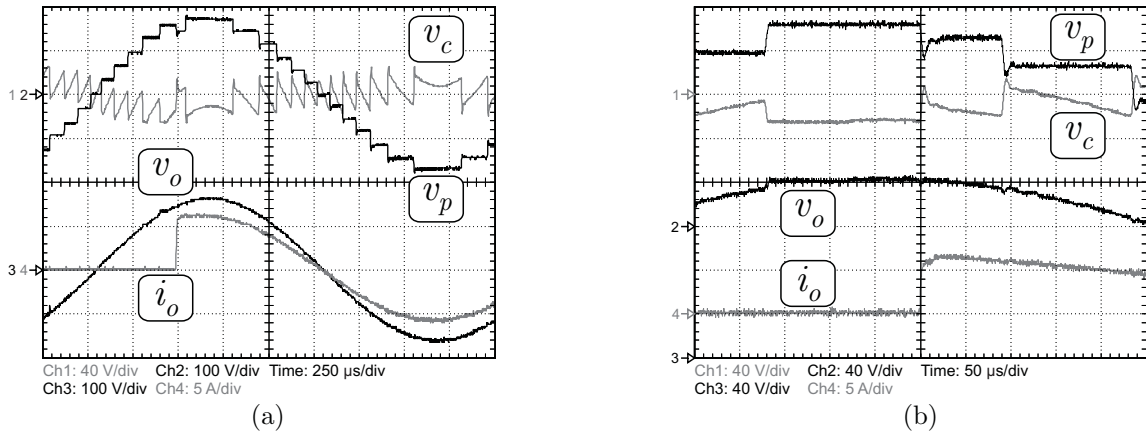


Figura 67: Resposta ao degrau de carga para $v_{ref,rms} = 115$ V @ $f = 400$ Hz. (a) Degrau de 0 para 50% de carga ($P_o = 0 \rightarrow 494$ W). (b) Detalhe do degrau de 0 para 50% de carga.

tores: (i) harmônicos de alta ordem (com frequência superior à banda-passante de controle projetada) não são “filtrados” (ou compensados) pelo amplificador de correção; (ii) para frequências elevadas ($f \geq 1$ kHz) os efeitos da amostragem (devido à implementação digital e processo de conversão D/A) passam a impactar na qualidade do sinal de referência informado ao amplificador de correção; e (iii) não-idealidades do amplificador principal (como os *spikes* de tensão observados no filtro de limitação do *slew rate* e não modelados) levam o amplificador de correção à saturação.

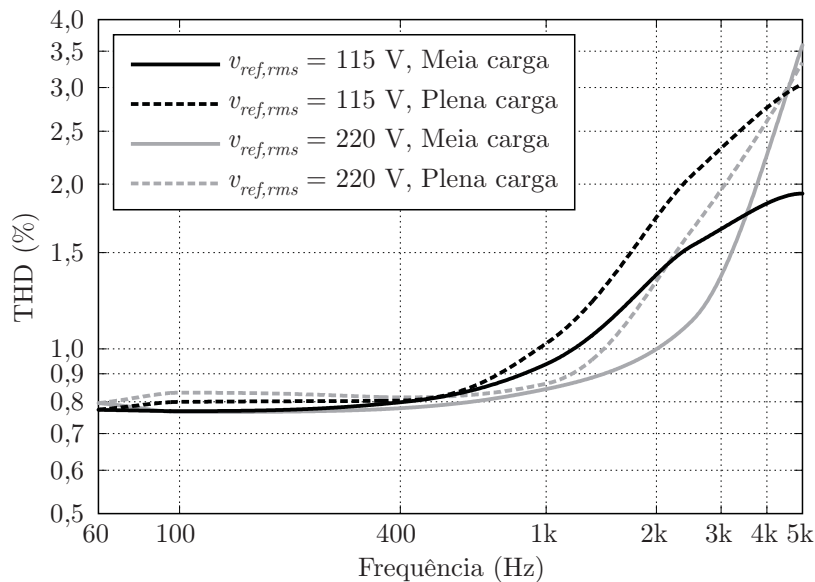


Figura 68: Distorção harmônica total medida para diferentes referências e condições de carga (para meia carga, $P_o \approx 480$ W, e para plena carga, $P_o \approx 945$ W).

Finalmente, as curvas de rendimento da ACPS obtidas para diferentes sinais de referência e sob uma ampla faixa de cargas são apresentadas na Figura 69. Os dados relativos ao rendimento foram adquiridos com o medidor digital de potências Yokogawa[®] WT1600 e interpolados por funções polinomiais. Além disso, o rendimento informado na Figura 69

contabiliza não apenas os amplificadores principal e de correção, mas também o conversor CC-CC ressonante empregado na implementação das fontes isoladas (ver apêndice B). Salienta-se que o consumo das fontes auxiliares e circuitos de controle, instrumentação e *gate-driver* não foi considerado na análise.

Na Figura 69 (a) são apresentados os resultados para um sinal de referência $v_{ref,rms} = 115$ V. O menor rendimento da estrutura, 72,5%, foi observado para 20% de carga com $f = 60$ Hz, enquanto que o maior rendimento, 77,4%, deu-se para 90% carga e mesma frequência. Já na Figura 69 (b) são apresentados os resultados para um sinal de referência $v_{ref,rms} = 220$ V. Nesse caso, o menor rendimento, 77,0%, foi medido para 20% de carga com $f = 1000$ Hz, enquanto que o maior rendimento, 82,8%, deu-se à 60% carga e mesma frequência. O rendimento superior para $v_{ref,rms} = 220$ V, comparativamente às curvas para $v_{ref,rms} = 115$ V, deve-se aos menores níveis de corrente pelos semicondutores dos amplificadores principal e de correção para uma mesma potência de saída.

Apesar do comportamento praticamente plano do rendimento como função da frequência do sinal de referência e da potência de saída, de modo geral, observa-se na Figura 69 que o rendimento aumenta com o aumento da potência de saída da ACPS (até, aproximadamente, 60% da potência nominal) e diminui com o aumento da frequência do sinal de referência. Isso ocorre, no primeiro caso, pelo fato das perdas associadas ao amplificador de correção (LPA) aumentarem em uma proporção inferior à potência fornecida à carga. Já no segundo caso, a queda de rendimento com o incremento da frequência do sinal de referência pode ser explicada pelo aumento das perdas observadas no circuito de amortecimento do filtro passa-baixas do amplificador principal. De qualquer modo, em ambos os casos, o rendimento pode ser considerado equivalente ao de outras topologias propostas na literatura, e, possivelmente, não foi superior por dois motivos: (i) seleção de diodos com reduzida recuperação-reversa na implementação do conversor CC-CC, porém com elevada queda de tensão quando em condução; e (ii) sobredimensionamento dos dispositivos semicondutores das células de menor tensão do inversor multiníveis, o que poderia ser evitado pelo emprego de dispositivos adequados a cada caso.

4.6 Conclusão

Nesse capítulo explorou-se a possibilidade de implementação de uma ACPS híbrida composta pela associação série entre um inversor multiníveis modulado em baixa frequência com um LPA de baixa tensão e baixa potência. Novamente, o primeiro opera como amplificador principal, processando uma grande parcela da energia fornecida à carga, en-

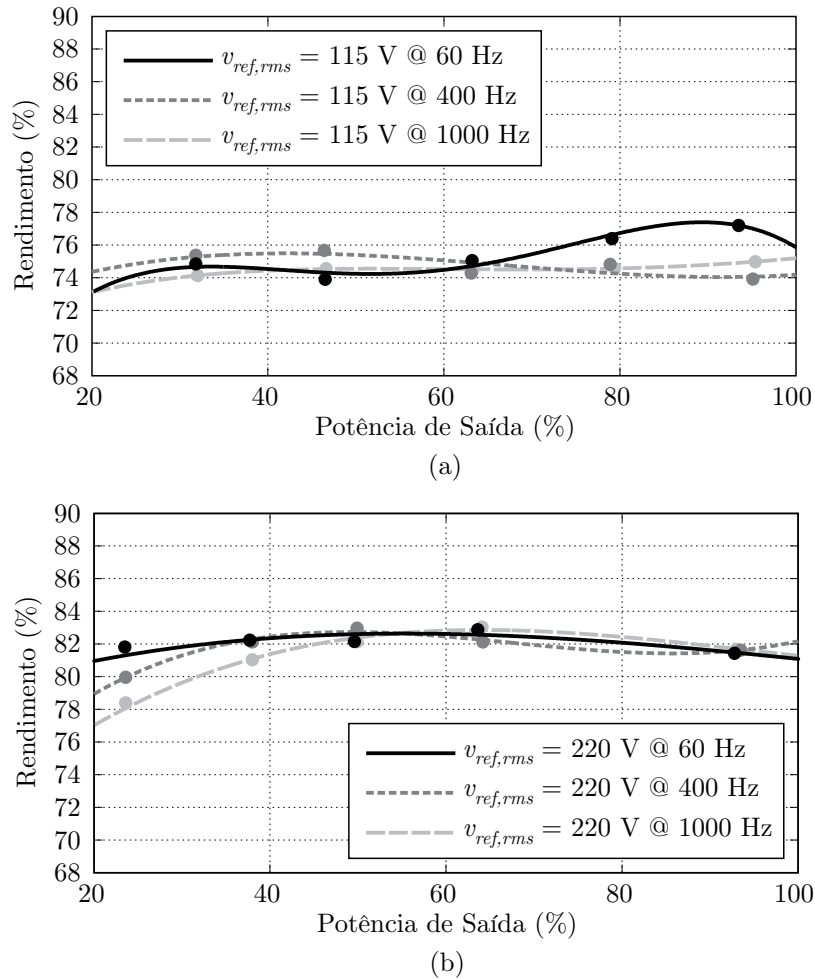


Figura 69: Rendimento medido para diferentes referências e condições de carga. (a) Sinal de referência $v_{ref,rms} = 115$ V. (b) Sinal de referência $v_{ref,rms} = 220$ V.

quanto que o segundo opera como amplificador de correção, garantindo alta fidelidade à forma de onda de tensão sintetizada pela ACPS, processando apenas uma pequena parcela da energia. Assim, concebe-se uma topologia que alia o alto rendimento característico dos amplificadores chaveados com a alta fidelidade inerente aos amplificadores lineares.

As principais contribuições da Tese, com respeito a trabalhos prévios, apresentadas nesse capítulo são:

1. Proposta de uma análise generalizada para a avaliação do ganho de rendimento como função do número de níveis da forma de onda de tensão sintetizada pelo inversor multiníveis que compõe o amplificador principal, independentemente da topologia adotada;
2. Emprego de um inversor multiníveis simétrico ou assimétrico com células meia-ponte conectadas em cascata na implementação do amplificador principal, possibilitando a

redução no número de chaves semicondutoras requeridas sem, no entanto, penalizar o LPA através da elevação de seu barramento CC;

3. Definição de uma metodologia de projeto para o filtro de limitação de dv_p/dt , incluindo a parcela de amortecimento passivo;

Os resultados experimentais corroboraram à comprovação da validade das análises realizadas, bem como validaram a viabilidade da topologia proposta, especialmente com respeito à THD e ao rendimento medidos.

Entretanto, conforme demonstrado nos resultados experimentais, a topologia proposta nesse capítulo requer fontes de tensão CC (tanto para o amplificador principal quanto para o amplificador de correção) com elevada capacidade de regulação de tensão. Caso essa característica não for atendida, ondulações no barramento CC (evidentes para elevados níveis de carga e/ou reduzidas frequências do sinal de referência) comprometem a capacidade de compensação do amplificador de correção.

A grande vantagem da topologia proposta reside na, praticamente, inexistência de dinâmica associada ao amplificador principal. Obviamente, o filtro de limitação de dv_p/dt introduz dinâmicas (atenuação, fase, sub/sobretensões, etc.), porém muito rápidas a ponto de poderem ser desconsideradas na análise se devidamente projetado. Desse modo, a topologia em questão, além de sua grande capacidade de compactação, proporciona a síntese de formas de onda de tensão de elevado *slew rate* e é praticamente insensível a variações de carga.

5 CONCLUSÃO

“Os pequenos atos que se executam são melhores que todos aqueles grandes que se planejam.”

George Marshall

Amplificadores híbridos não são um conceito tão recente no campo da Eletrônica de Potência (remetem à década de 1980), porém têm recebido grande atenção por parte da comunidade acadêmica apenas recentemente. As topologias híbridas foram concebidas buscando aliar a alta fidelidade proporcionada pelos amplificadores lineares (LPAs) com o alto rendimento característico dos conversores chaveados. Conforme apresentado na revisão bibliográfica do capítulo 2, as topologias híbridas podem ser classificadas em “configuração envelope”, “configuração série” e “configuração paralela”, dependendo do modo em que se dá a associação entre os amplificadores linear e chaveado.

A partir de uma análise qualitativa, demonstrou-se que a configuração série é a mais adequada à aplicações com níveis elevados de tensão, uma vez que o estágio chaveado é o responsável pela síntese da forma de onda de tensão fornecida à carga (e por isso denominado de amplificador principal), ao passo que o LPA é responsável apenas por pequenas correções (e por isso denominado de amplificador de correção). Assim, um LPA de baixa tensão e, por consequência, baixa potência pode ser empregado. Desse modo, a configuração série mostra-se promissora à aplicações com fontes CA de potência (ACPS) onde, por exemplo, a rede de alimentação deve ser emulada.

Nesse sentido, neste trabalho foram propostas duas topologias híbridas de ACPS em configuração série, as quais empregam conversores multiníveis na implementação do amplificador principal. No capítulo 3 explorou-se a possibilidade de implementação de uma ACPS híbrida composta pela associação série entre um inversor multiníveis PWM com um LPA de baixa tensão e baixa potência. As principais vantagens dessa topologia com respeito às apresentadas na literatura são: (i) redução do número de células (e, por conse-

quência de chaves semicondutoras e circuitos de acionamento) necessárias ao inversor multiníveis que implementa o amplificador principal; e (ii) minimização do filtro passa-baixas na saída do inversor multiníveis que compõe o amplificador principal, possibilitando uma melhora significativa da resposta dinâmica da ACPS. É importante notar que os requerimentos sobre o amplificador de correção podem ainda ser minimizados, por exemplo, através do aprimoramento da resposta dinâmica do amplificador principal com o emprego de controle em malha fechada. Assim, as sub/sobretensões provenientes de variações de carga podem ser minimizadas. Essa medida possui um impacto positivo na redução do barramento CC mínimo do amplificador de correção, contribuindo ao emprego de um LPA de menor potência e, por consequência, levando à elevação do rendimento do sistema.

Adicionalmente, no capítulo 4 explorou-se a possibilidade de implementação de uma ACPS híbrida composta pela associação série entre um inversor multiníveis modulado em baixa frequência com um LPA de baixa tensão e baixa potência. As principais vantagens da topologia proposta nesse capítulo com respeito às apresentadas na literatura e, em especial, à topologia proposta no capítulo 3 são: (i) minimização e/ou eliminação da necessidade de filtro passa-baixas na saída do inversor multiníveis que compõe o amplificador principal (apesar da necessidade do indutor de amortecimento L_d , o filtro continua apresentando pequeno volume); e (ii) emprego de uma topologia de inversor multiníveis (simétrica ou assimétrica) com reduzido número de chaves semicondutoras controladas.

Obviamente, as topologias empregadas também apresentam limitações, como o modo pelo qual o estágio de entrada (que garante isolamento galvânica entre as células dos amplificadores) é implementado. Apesar de não ser o foco da Tese, explorou-se o estágio de entrada e, com base no apelo por densidade de potência, optou-se pelo emprego de isolamento em alta-frequência, conforme detalhado no apêndice B. Dependendo da potência da aplicação (e.g., centenas de *quillowatts* ou superior), a solução utilizada pode não ser viável em função da limitação tecnológica dos elementos magnéticos requeridos. Apesar da compactação proporcionada, a solução adotada apresentou problemas relacionados a ruído eletromagnético proveniente da recuperação-reversa dos diodos em antiparalelo das chaves semicondutoras empregadas no secundário do conversor CC-CC. Esse foi o motivo pelo qual se optou implementar esse conversor na sua configuração unidirecional na topologia do capítulo 4, empregando diodos semicondutores *Schottky* no secundário.

Cabe ressaltar que uma análise teórica, uma metodologia de projeto e uma análise experimental foram desenvolvidas para ambas as topologias propostas na Tese. Os resultados obtidos demonstraram que ambas as configurações são promissoras a aplicações com ACPSs, porém não ficam restritas a estas. Por exemplo, aplicações como filtros

ativos, restauradores dinâmicos de tensão (*Dynamic Voltage Restorer* — DVR), cargas eletrônicas, entre outras, podem também ser exploradas.

De qualquer modo, demonstrou-se que, mesmo com o emprego de um estágio linear, as topologias híbridas podem apresentar um rendimento competitivo com as soluções chaveadas e fidelidade equivalente à proporcionada pela tecnologia linear. De modo interessante, é a junção de duas tecnologias que competem entre si (cada qual com suas vantagens e limitações), que, se devidamente associadas, é capaz de proporcionar alto desempenho em dois parâmetros normalmente excludentes: o rendimento e a qualidade da forma de onda sintetizada. Citando Werner Heisenberg,

É bastante provável que na história do pensamento humano os desenvolvimentos mais fecundos ocorram, não raro, naqueles pontos para onde convergem duas linhas diversas de pensamento. [...] Dessa forma, se realmente chegam a um ponto de encontro — isto é, se chegam a se relacionar mutuamente de tal forma que se verifique uma interação real —, podemos esperar novos e interessantes desenvolvimentos a partir dessa convergência.

5.1 Contribuições da Tese

As principais contribuições da Tese podem ser sumarizadas como:

- Detalhada revisão bibliográfica sobre o tema, englobando não apenas topologias híbridas empregadas como ACPS, mas também técnicas de controle;
- Desenvolvimento de um inversor multiníveis simétrico com células ponte-completa em cascata, modulado em *phase-shift* PWM, aliado à utilização de um filtro passa-baixas de saída, possibilitando a redução no número de células requeridas ao inversor multiníveis sem, no entanto, penalizar o LPA;
- Emprego de um inversor multiníveis simétrico ou assimétrico com células meia-ponte conectadas em cascata na implementação do amplificador principal, possibilitando a redução no número de chaves semicondutoras requeridas sem, no entanto, penalizar o LPA;
- Desenvolvimento de uma análise generalizada para a avaliação do ganho de rendimento como função do número de níveis da forma de onda de tensão sintetizada pelo inversor multiníveis que compõe o amplificador principal, independentemente da topologia adotada.

5.2 Proposta de continuidade

Alguns tópicos a serem abordados como decorrência desta Tese são:

- Estudar a viabilidade do emprego de controle em malha fechada no amplificador principal da topologia proposta no capítulo 3, buscando, assim, minimizar os efeitos das dinâmicas do filtro passa-baixas e, desse modo, aliviar os requerimentos do amplificador de correção;
- Implementar uma técnica de amortecimento ativo da ressonância do filtro de saída (a partir do amplificador de correção) das topologias propostas nos capítulos 3 e 4, buscando, melhorar o rendimento do amplificador principal;
- Formalizar matematicamente a relação entre banda-passante mínima do sistema de controle e frequência natural requerida ao filtro passa-baixas para limitação do dv/dt na topologia do capítulo 4;
- Investigar o impacto da localização do amplificador de correção na topologia do capítulo 4 (e.g., antes ou após o estágio inversor em ponte-completa), bem como de diferentes estratégias de modulação em baixa-frequência no desempenho do sistema;
- Investigar a possibilidade do emprego de outras topologias de inversores multiníveis na implementação do amplificador principal, sempre com foco na minimização do número de dispositivos semicondutores requeridos, na flexibilização da necessidade de fontes de tensão isoladas e na maximização do rendimento global do sistema.

5.3 Publicações

Todas as publicações relacionadas a seguir foram realizadas durante o período de desenvolvimento dessa Tese. Assim, primeiramente são listadas as publicações apresentam relação direta com o tema da Tese:

1. BELTRAME, R.C.; CAZAKEVICIUS, F.E.; MARTINS, M.L.S; RECH, C.; HEY, H.L. A review of hybrid power amplifier technologies. *Eletrônica de Potência*, v. 17, n. 4, p. 1–15, Nov. 2012, ISSN 1414-8862 (Aceito para publicação).
2. BELTRAME, R.C.; MARTINS, M.L.S.; RECH, C.; HEY, H.L. Hybrid power amplifiers — a review. In: *Proc. IEEE Brazilian Power Electronics Conference*, 2011, p. 189–195, ISBN 978-1-4577-1646-1, DOI 10.1109/COBEP.2011.6085196.

3. BELTRAME, R.C.; DESCONZI, M.I.; MARTINS, M.L.S.; RECH, C.; HEY, H.L. Proposal of a series configuration hybrid AC power source. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, p. 2058–2064, ISBN 978-1-4577-0542-7, DOI 10.1109/ECCE.2011.6064040.
4. BELTRAME, R.C.; DESCONZI, M.I.; MARTINS, M.L.S.; RECH, C.; HEY, H.L. AC power source based on series-connection between cascaded PWM multilevel inverter and linear power amplifier. In: *Proc. IEEE European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011, p. 1–10, ISBN 978-90-75815-15-3.
5. BELTRAME, R.C.; RECH, C.; HEY, H.L. Amplificador de potência empregando conversor de corrente contínua para corrente alternada em topologia híbrida e método de amplificação. *INPI: Protocolo 016110005979*, p. 1–32, Nov. 2011.

A seguir são listadas as publicações realizadas em periódicos durante o período de doutoramento, porém em sem relação direta com o tema:

1. BELTRAME, R.C.; ZIENTARSKI, J.R.R.; MARTINS, M.L.S.; PINHEIRO, J.R.; HEY, H.L. Simplified zero-voltage-transition circuits applied to bidirectional poles: concept and synthesis methodology. *IEEE Transactions on Power Electronics*, p. 1765–1176, July 2011, ISSN 0885-8993, DOI 10.1109/TPEL.2010.2052834.
2. BELTRAME, R.C.; CÂNDIDO, D.B.; MARTINS, M.L.S.; PINHEIRO, J.R.; HEY, H.L. Comparative analysis among integrated and simplified ZVT topologies applied to three-phase inverters. *Eletrônica de Potência*, v. 16, n. 1, p. 37–46, Dec. 2010/Jan. 2011, ISSN 1414-8862.

REFERÊNCIAS

- BABAEI, E.; HOSSEINI, S. H. New cascaded multilevel inverter topology with minimum number of switches. *Energy Conversion and Management*, v. 50, n. 11, p. 2761–2767, July 2009. ISSN 0196-8904.
- BARRADO, A. et al. Theoretical study and implementation of a fast transient response hybrid power supply. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 19, n. 4, p. 1003–1009, Jul. 2004. ISSN 0885-8993.
- BELTRAME, R. C. et al. A review of hybrid power amplifier technologies. *Revista Eletrônica de Potência*, in press, Nov. 2012. ISSN 1414-8862.
- BELTRAME, R. C. et al. AC power source based on series-connection between cascaded PWM multilevel inverter and linear power amplifier. In: *Proc. IEEE European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–10. ISBN 978-90-75815-15-3.
- BELTRAME, R. C. et al. Proposal of a series configuration hybrid AC power source. In: *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 2058–2064. ISBN 978-1-4577-0542-7.
- BELTRAME, R. C. et al. Hybrid power amplifiers — a review. In: *Proc. IEEE Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 189–195. ISBN 978-1-4577-1646-1.
- BELTRAME, R. C.; RECH, C.; HEY, H. L. Amplificador de potência empregando conversor de corrente contínua para corrente alternada em topologia híbrida e método de amplificação. *INPI: Protocolo 016110005979*, p. 1–32, Nov. 2011.
- BOYLESTAD, R.; NASHELSKY, L. *Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos*. 6. ed. Rio de Janeiro: LTC, 1999. 80 p. ISBN 85-216-1195-1.
- CARATI, E. et al. Adaptive robust DSP-based single phase ac power source. In: *Proc. IEEE International Conference on Control Applications*. [S.l.: s.n.], 2001. p. 24–28.
- CHEN, T.; LIAW, C. Soft-switching inverter for electrodynamic shaker. *IEE Proceedings – Electric Power Applications*, v. 146, n. 5, p. 515–523, sep 1999. ISSN 1350-2352.
- CHIESI, L. et al. Modeling of a parallel hybrid power audio amplifier. In: *Proc. IEEE Conference of Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1775–1780. ISSN 1553-572X.
- CIRRUS LOGIC. Apex MP111–MP111A power operational amplifier. *Folha de Dados*, p. 1–5, May 2009.
- DELLA FLORA, L. *Contribuição ao controle de máquinas de vibração eletrodinâmicas*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.

- DELLA FLORA, L.; GRUNDLING, H. Time domain sinusoidal acceleration controller for an electrodynamic shaker. *IET Control Theory Applications*, v. 2, n. 12, p. 1044–1053, Dec. 2008. ISSN 1751-8644.
- DIVAN, D. Inverter topologies and control techniques for sinusoidal output power supplies. In: *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 1991. p. 81–87.
- DULAU, L. et al. A new gate driver integrated circuit for IGBT devices with advanced protections. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 21, n. 1, p. 38–44, Jan. 2006. ISSN 0885-8993.
- ERICKSON, R.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. 2. ed. Norwell: Kluwer, 2001. 31-34, 338, 392-398 p. ISBN 978-0-412-08541-3.
- ERTL, H.; KOLAR, J.; ZACH, F. Basic considerations and topologies of switched-mode assisted linear power amplifiers. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 44, n. 1, p. 116–123, Feb. 1997. ISSN 0278-0046.
- ETTINGER, G.; COOPER, B. The design of high-power switched transistor amplifiers. *Proc. of the IEE - Part B: Electronic and Communication Engineering*, v. 106, n. 18, p. 1285–1288, May. 1959. ISSN 0369-8890.
- FOREST, L. Space telegraphy. *US Patent 879532*, p. 1–4, Feb. 1908.
- FRANCESCHINI, G. et al. Audio power amplifier. *European Patent 1432120*, p. 1–13, June 2004.
- FRANQUELO, L. et al. The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 2, n. 2, p. 28–39, June 2008. ISSN 1932-4529.
- FRENCH, J. B.; MASON, A. J. Power supply for limited power sources and audio amplifier using power supply. *US Patent 2009/0016549 A1*, p. 1–14, Jan. 2009.
- GINART, A.; BASS, R.; LEACH, W. High efficiency class ad audio amplifier for a wide range of input signals. In: *Proc. IEEE Industry Applications Conference*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 3, p. 1845–1850.
- GINART, A. et al. Analysis of the class AD audio amplifier including hysteresis effects. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 18, n. 2, p. 679–685, Mar. 2003. ISSN 0885-8993.
- GONG, G. *Hybrid amplifiers for AC power source applications*. Tese (Doutorado) — Swiss Federal Institute of Technology Zurich, Zurich, 2009.
- GONG, G.; ERTL, H.; KOLAR, J. High-frequency isolated DC/DC converter for input voltage conditioning of a linear power amplifier. In: *Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conference*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 4, p. 1929–1934. ISSN 0275-9306.
- GONG, G.; ERTL, H.; KOLAR, J. A multi-cell cascaded power amplifier. In: *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1550–1556.
- GONG, G.; ERTL, H.; KOLAR, J. Novel tracking power supply for linear power amplifiers. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 55, n. 2, p. 684–698, Feb. 2008. ISSN 0278-0046.

- GONG, G.; HASSLER, D.; KOLAR, J. A comparative study of multicell amplifiers for AC-power-source applications. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 26, n. 1, p. 149–164, Jan. 2011. ISSN 0885-8993.
- GONG, G.; ROUND, S.; KOLAR, J. Design, control and performance of tracking power supply for a linear power amplifier. In: *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 2841–2847.
- GRIGORE, G. V. Hybrid switched mode/linear power amplifier power supply for use in polar transmitter. *WO Patent 2005/027297 A2*, p. 1–82, Mar. 2005.
- HAMMOND, P. Medium voltage PWM drive and method. *US Patent 5625545*, p. 1–21, Apr. 1997.
- HAMMOND, P. Four-quadrant AC-AC drive and method. *US Patent 6166513*, p. 1–10, Dec. 2000.
- HAMMOND, R.; JOHNSON, L. Hybrid high power amplifier. *US Patent 5329245*, p. 1–9, July 1994.
- HOYERBY, M.; ANDERSEN, M. Envelope tracking power supply with fully controlled 4th order output filter. In: *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2006.
- HOYERBY, M.; ANDERSEN, M. A comparative study of analog voltage-mode control methods for ultra-fast tracking power supplies. In: *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2970–2975. ISSN 0275-9306.
- HOYERBY, M.; ANDERSEN, M. Ultrafast tracking power supply with fourth-order output filter and fixed-frequency hysteretic control. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 23, n. 5, p. 2387–2398, Sep. 2008. ISSN 0885-8993.
- IEC 61000-4-11. Electromagnetic compability (EMC) — Part 4-11: Testing and measurement techniques — Voltage dips, short interruptions and voltage variations immunity tests. p. 1–30, July. 2005.
- JEONG, J. H. et al. A high efficiency class A amplifier accompanied by class D switching amplifier. In: *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 2, p. 1210–1216. ISSN 0275-9306.
- JIANG, X.; LOPEZ, N.; MAKSIMOVIC, D. A switched mode envelope tracker for polar EDGE transmitter. In: *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–7. ISSN 0275-9306.
- JUNG, N.-S.; KIM, N.-I.; CHO, G.-H. A new high-efficiency and super-fidelity analog audio amplifier with the aid of digital switching amplifier: class K amplifier. In: *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 457–463. ISSN 0275-9306.
- KOLAR, J. W.; ERTL, J. Multi-cell hybrid power amplifier for test-voltage generation for testing linear/non-linear loads, applies output of summation device to control input of analog amplifier cell. *CH Patent 698432 B1*, p. 1–11, Ago. 2009.

- LI, Y. Circuit and method for RF power amplifier power regulation and modulation envelope tracking. *US Patent 7679433*, p. 1–17, Mar. 2010.
- LIPO, T. A.; MANJREKAR, M. D. Hybrid topology for multilevel power conversion. *US Patent 6005788*, p. 1–30, Dec. 1999.
- LOW, K.-S. A DSP-based variable AC power source. *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, v. 47, n. 4, p. 992–996, Aug. 1998. ISSN 0018-9456.
- MANJREKAR, M.; STEIMER, P.; LIPO, T. Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 36, n. 3, p. 834–841, May/June 2000. ISSN 0093-9994.
- MCLYMAN, C. W. T. *Transformer and inductor design handbook*. 3. ed. New York: Marcel Dekker, 2004. 206-208, 222-251 p. ISBN 0-8247-5393-3.
- MICHELS, L. et al. Generalised design methodology of second-order filters for voltage-source inverters with space-vector modulation. *IEE Proc. Electric Power Applications*, v. 153, n. 2, p. 219–226, March 2006. ISSN 1350-2352.
- MIDYA, P. High efficiency power amplifier using combined linear and switching techniques with novel feedback system. *US Patent 5905407*, p. 1–17, May 1999.
- MIDYA, P. Linear switcher combination with novel feedback. In: *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 3, p. 1425–1429. ISSN 0275-9306.
- MIL-HDBK-704-2. Test procedures for demonstration of utilization equipment compliance to aircraft electrical power characteristics single-phase, 400 Hz, 115 Volt. p. 1–93, April 2004.
- MIL-HDBK-704-7. Test procedures for demonstration of utilization equipment compliance to aircraft electrical power characteristics 270 Vdc. p. 1–74, April 2004.
- MIL-STD-704F. Aircraft power electric characteristics. p. 1–38, March 2004.
- MONTAGNER, V.; CARATI, E.; GRUNDLING, H. Design and analysis of a linear quadratic regulator with repetitive controller for AC power supplies. In: *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 544–549.
- MUELLER, O.; PARK, J. Quasi-linear IGBT inverter topologies. In: *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 1994. v. 1, p. 253–259.
- NELSON, J. Class B amplifiers considered from the conventional class A standpoint. *Proc. of the Institute of Radio Engineers*, v. 21, n. 6, p. 858–874, June 1933. ISSN 0731-5996.
- NENTWIG, M. Hybrid switched mode/linear mode power amplifier control. *WO Patent 2009/130371 A1*, p. 1–35, Oct. 2009.
- NOTTINGHAM, W. Optimum conditions for maximum power in class A amplifiers. *Proc. of the Institute of Radio Engineers*, v. 29, n. 12, p. 620–623, Dec. 1941. ISSN 0096-8390.
- PEREZ, M. et al. Regenerative medium-voltage AC drive based on a multicell arrangement with reduced energy storage requirements. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 52, n. 1, p. 171–180, Feb. 2005. ISSN 0278-0046.

- RECH, C. *Análise, projeto e desenvolvimento de sistemas multiníveis híbridos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2005.
- RECH, C.; PINHEIRO, J. Hybrid multilevel converters: Unified analysis and design considerations. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 54, n. 2, p. 1092–1104, Apr. 2007. ISSN 0278-0046.
- RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 724–738, Aug. 2002. ISSN 0278-0046.
- ROSETO, J. et al. Moving towards a more electric aircraft. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, v. 22, n. 3, p. 3–9, Mar. 2007. ISSN 0885-8985.
- SAHU, B.; RINCON-MORA, G. A high-efficiency linear RF power amplifier with a power-tracking dynamically adaptive buck-boost supply. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, v. 52, n. 1, p. 112–120, Jan. 2004. ISSN 0018-9480.
- SAID, W. A flight to quality. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 9, n. 4, p. 38–45, July-Aug. 2011. ISSN 1540-7977.
- SCHMID, J.; SCHATZLE, R. Inverter for converting a direct voltage into an alternating voltage. *US Patent 4775923*, p. 1–6, Oct. 1988.
- SELF, D. *Audio power amplifier design handbook*. 5. ed. Burlington: Focal Press, 2009. ISBN 978-0-240-52162-6.
- SOTO, A. et al. Power supply for a radio transmitter with modulated supply voltage. In: *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 392–398.
- STAUTH, J.; SANDERS, S. Optimum biasing for parallel hybrid switching-linear regulators. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 22, n. 5, p. 1978–1985, Sep. 2007. ISSN 0885-8993.
- STEFANELLO, M. *Projeto e desenvolvimento de uma fonte de potência CA trifásica a quatro fios*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2006.
- STEIGERWALD, R.; DONCKER, R. D.; KHERALUWALA, M. A comparison of high power DC-to-DC soft-switched converter topologies. In: *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1994. v. 2, p. 1090–1096.
- TZOU, Y.-Y. et al. High-performance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP-based repetitive control technique. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 12, n. 4, p. 715–725, July 1997. ISSN 0885-8993.
- VASIC, M. et al. Multilevel power supply for high-efficiency RF amplifiers. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 25, n. 4, p. 1078–1089, Apr. 2010. ISSN 0885-8993.
- VASIC, M. et al. Switching capacities based envelope amplifier for high efficiency RF amplifiers. In: *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 723–728. ISSN 1048-2334.

- VINCENZI, F. et al. Programmable AC power source used to analyze electronic equipment performance in the electrical power system quality concept. In: *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1931–1937. ISSN 1048-2334.
- WALKER, G. A class B switch-mode assisted linear amplifier. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 18, n. 6, p. 1278–1285, Nov. 2003. ISSN 0885-8993.
- WANG, F. et al. Design of wide-bandwidth envelope-tracking power amplifiers for OFDM applications. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, v. 53, n. 4, p. 1244–1255, Apr. 2005. ISSN 0018-9480.
- YANG, K.; HADDAD, G.; EAST, J. High-efficiency class-A power amplifiers with a dual-bias-control scheme. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, v. 47, n. 8, p. 1426–1432, Aug. 1999. ISSN 0018-9480.
- YOUSEFZADEH, V.; ALARCON, E.; MAKSIMOVIC, D. Efficiency optimization in linear-assisted switching power converters for envelope tracking in RF power amplifiers. In: *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 2, p. 1302–1305.
- YOUSEFZADEH, V.; ALARCON, E.; MAKSIMOVIC, D. Three-level buck converter for envelope tracking applications. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 21, n. 2, p. 549–552, Mar. 2006. ISSN 0885-8993.
- YUNDT, G. B. Series- or parallel-connected composite amplifiers. *IEEE Trans. on Power Electronics*, PE-1, n. 1, p. 48–54, Jan. 1986. ISSN 0885-8993.
- ZEE, R. van der; TUIJL, E. van. A power-efficient audio amplifier combining switching and linear techniques. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 34, n. 7, p. 985–991, Jul. 1999. ISSN 0018-9200.
- ZHOU, Q. et al. Switch-linear hybrid power conversion (I) — the topologies based on source follower. In: *Proc. IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–7.

APÊNDICE A – COMPORTAMENTO DAS CONFIGURAÇÕES SÉRIE E PARALELA OPERANDO COM CONTROLE EM MALHA FECHADA

A.1 Considerações gerais

Neste apêndice realiza-se um estudo acerca do comportamento em regime permanente de um amplificador híbrido de potência considerando as malhas de controle dos amplificadores principal e de correção. Objetiva-se demonstrar que, tanto na configuração série, quanto na configuração paralela, a forma de onda de tensão aplicada à carga é definida exclusivamente pelo amplificador de correção.

Nesse sentido, na Figura 70 são apresentados, genericamente, os diagramas de controle das configurações série e paralela, onde $C(s)$ denota a função de transferência dos controladores (compensadores), $G(s)$ denota a função de transferência dos conversores e $Z(s)$ denota a função de transferência da carga. Os subscritos “ p ” e “ c ” referem-se, respectivamente, ao amplificador principal e ao amplificador de correção.

Diferentemente dos casos apresentados no capítulo 2, nesse caso, ambos os amplificadores principal e de correção apresentam malhas de controle. Além disso, assume-se que, após o adequado projeto dos controladores, a banda-passante de controle do amplificador de correção é muito superior à banda-passante de controle do amplificador principal. Essa condição implica que a frequência de cruzamento do ganho em malha aberta do amplificador de correção, f_c , é muito superior à frequência de cruzamento do ganho em malha aberta do amplificador principal, f_p .

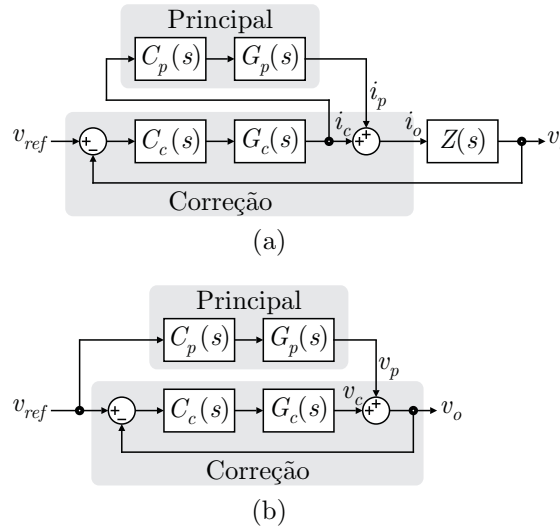


Figura 70: Diagrama genérico de controle de um HPA. (a) Configuração paralela. (b) Configuração série.

A.2 Funções de transferência da configuração paralela

Conforme apresentado no capítulo 2, na configuração paralela, o amplificador de correção é responsável por definir a forma de onda de tensão aplicada sobre carga, enquanto que o amplificador principal supre quase que integralmente a corrente de carga. O diagrama do sistema de controle completo da configuração paralela é apresentado na Figura 70 (a). Cabe destacar que ambos os amplificadores operam com controle em malha fechada. A partir da Figura 70 (a), é possível demonstrar que a função de transferência em malha fechada que relaciona o sinal de referência $v_{ref}(t)$ e a forma de onda sintetizada pelo amplificador $v_o(t)$ é dada por:

$$\frac{v_o(s)}{v_{ref}(s)} = G_{LPA}(s) + G_{Sw}(s), \quad (\text{A.1})$$

onde

$$G_{LPA}(s) \triangleq \frac{C_c(s)G_c(s)Z(s)}{1 + C_c(s)G_c(s)Z(s)[1 + C_p(s)G_p(s)]} \quad (\text{A.2})$$

e

$$G_{Sw}(s) \triangleq \frac{C_c(s)G_c(s)C_p(s)G_p(s)Z(s)}{1 + C_c(s)G_c(s)Z(s)[1 + C_p(s)G_p(s)]}. \quad (\text{A.3})$$

Se o controlador $C_c(s)$ for projetado de modo a garantir estabilidade ao amplificador de correção e, desde que, $C_c(s)G_c(s)Z(s) \gg 1$ e $C_p(s)G_p(s) \ll 1$ nas frequências de interesse (i.e., para $f_p < f < f_c$), é possível observar, a partir da Equação (A.2), que $G_{LPA}(s) \rightarrow 1$ e, a partir da Equação (A.3), que $G_{Sw}(s) \rightarrow 0$.

Essa propriedade implica que, com o projeto apropriado do controlador $C_c(s)$, o amplificador de correção define a forma de onda de tensão aplicada sobre a carga. Detalhes adicionais desse estudo, incluindo a análise para outras faixas de frequência, podem ser encontrados em Barrado et al. (2004).

A.3 Funções de transferência da configuração série

Na configuração série, o amplificador principal é responsável por sintetizar uma forma de onda (a ser aplicada à carga) próxima ao sinal de referência, enquanto que o amplificador de correção atua na compensação das distorções presentes nessa forma de onda. Assim, apenas o amplificador de correção opera em malha fechada, conforme representado na Figura 70 (b), apesar de uma malha *feed-forward* (representada por $C_p(s)$ nesse caso) poder ser utilizada para o amplificador principal. Cabe ressaltar que o amplificador principal pode ser tratado como um distúrbio na saída do amplificador de correção, conforme representado na Figura 70 (b). Logo, a partir da Figura 70 (b) é possível demonstrar que a função de transferência em malha fechada que relaciona o sinal de referência $v_{ref}(t)$ e a forma de onda sintetizada pelo amplificador $v_o(t)$ é dada por:

$$\frac{v_o(s)}{v_{ref}(s)} = G_{LPA}(s) + G_{Sw}(s), \quad (\text{A.4})$$

onde

$$G_{LPA}(s) \triangleq \frac{C_c(s)G_c(s)}{1 + C_c(s)G_c(s)} \quad (\text{A.5})$$

e

$$G_{Sw}(s) \triangleq \frac{C_p(s)G_p(s)}{1 + C_c(s)G_c(s)}. \quad (\text{A.6})$$

Novamente, se o controlador $C_c(s)$ for projetado de modo a garantir estabilidade ao amplificador de correção e, desde que, $C_c(s)G_c(s) \gg 1$ e $C_p(s)G_p(s) \ll C_c(s)G_c(s)$ nas frequências de interesse (i.e., para $f_p < f < f_c$), é possível observar, a partir da Equação (A.5), que $G_{LPA}(s) \rightarrow 1$ e, a partir da Equação (A.6), que $G_{Sw}(s) \rightarrow 0$.

Essa propriedade implica que, com o projeto apropriado do controlador $C_c(s)$, o amplificador de correção, além de definir a forma de onda de tensão aplicada sobre a carga, rejeita distúrbios em $v_o(t)$ causados pelo amplificador principal.

APÊNDICE B – IMPLEMENTAÇÃO DAS FONTES ISOLADAS DO INVERSOR MULTINÍVEIS

B.1 Considerações gerais

Nesta seção realiza-se uma breve revisão bibliográfica acerca das possibilidades de implementação das fontes de tensão CC necessárias à alimentação de um inversor multiníveis com células em cascata. Cabe lembrar que estas fontes devem ser isoladas galvanicamente entre si. Então, a partir da seleção da solução mais adequada sob o ponto de vista de modularidade e densidade de potência (conversor CC-CC ressonante), parte-se à análise e projeto do conversor. Resultados experimentais são apresentados para validar a viabilidade da topologia.

B.2 Revisão bibliográfica

Um dos principais desafios relacionado à implementação de inversores multiníveis com células em cascata é a necessidade do emprego de fontes de tensão CC isoladas galvanicamente para cada célula. Na literatura são encontradas soluções que englobam, inclusive, o estágio retificador de entrada do conversor (estágio CA-CC), enquanto outras focam especificamente na implementação das fontes isoladas (estágio CC-CC). Além disso, algumas soluções possuem a propriedade de possibilitar a regeneração de energia à rede, enquanto outras permitem apenas um fluxo de energia no sentido da rede para a carga. Apesar de todas essas particularidades, as topologias encontradas na literatura podem ser classificadas em dois grandes grupos com respeito à posição do transformador de isolamento:

- Fontes de tensão CC com isolamento em baixa frequência (frequência da rede); e

- Fontes de tensão CC com isolamento em alta frequência (dezenas ou centenas de *quiloherzt*).

Fontes CC com isolamento em baixa frequência são amplamente empregadas em conversores multiníveis de alta potência e média tensão, onde um transformador trifásico com secundários defasados possibilita a implementação de retificadores multi-pulsos, reduzindo o conteúdo harmônico da corrente drenada da rede. Essa solução pode ser encontrada em Hammond (1997), onde retificadores não-controlados são empregados (ponte de diodos trifásica), impossibilitando a regeneração de energia à rede de alimentação. Já em Hammond (2000), propõe-se o emprego de um retificador controlado adicional (de menor potência) operando em paralelo com o retificador não controlado, provendo, desse modo, a possibilidade de regeneração de energia.

Ainda no contexto de fontes de tensão CC com isolamento em baixa frequência, Perez et al. (2005) sugerem a substituição do retificador trifásico passivo de entrada por um retificador ativo, com os objetivos de (i) prover capacidade de regeneração de energia à rede, (ii) obter alto fator de potência pela redução do conteúdo harmônico da corrente drenada por cada célula e (iii) reduzir significativamente o capacitor de filtro (através da definição de um compromisso entre o volume do filtro e a distorção ocasionada na corrente drenada da rede). Já Rodriguez, Lai e Peng (2002) empregam transformadores monofásicos individuais para cada célula, onde o estágio de entrada é composto por um retificador controlado. Essa solução proporciona modularidade e capacidade de regeneração. Uma solução híbrida é proposta por Manjrekar, Steimer e Lipo (2000), onde cada braço do inversor trifásico possui uma célula com um retificador passivo e outro ativo, o qual é responsável pela (i) regeneração de energia à rede e (ii) por corrigir distorções na corrente drenada pelo primeiro (operando como filtro ativo paralelo).

Quando se tem por principal objetivo a redução do volume dos elementos magnéticos do conversor (no caso específico, o transformador necessário à implementação das fontes de tensão CC), adota-se por solução o emprego de um estágio de isolamento em alta frequência. No campo de fontes de tensão CC com isolamento em alta frequência, as soluções encontradas ficam restritas a potências da ordem de dezenas de *quilowatts*, principalmente pela indisponibilidade de núcleos magnéticos que comportem potências maiores. Por exemplo, Gong, Ertl e Kolar (2006) empregam um conversor CC-CC bidirecional (operando em modo ressonante) na implementação das fontes isoladas de um inversor multiníveis monofásico com células em cascata. Essa topologia é semelhante à originalmente estudada por Steigerwald, Doncker e Kheraluwala (1994) e por Erickson e Maksimovic (2001), a

qual é composta por conversores ponte-completa no primário e no secundário e um transformador de isolamento, cuja dispersão é empregada na composição do tanque ressonante (em associação com um capacitor série). O mérito de Gong, Ertl e Kolar (2006) reside no emprego de um transformador individual para cada célula e de conversores meia-ponte no secundário (já que, teoricamente, cada célula processa apenas uma fração da potência total do conversor). Essas características proporcionam modularidade à estrutura e menores perdas nos transformadores (GONG; ERTL; KOLAR, 2006). Além disso, cada célula possui a capacidade de regeneração de energia para o primário e acurada capacidade de regulação de tensão, mesmo operando com controle em malha aberta.

B.3 Conversor CC-CC série-ressonante bidirecional

A presente aplicação (ACPS) demanda as seguintes características do conversor empregado na implementação das fontes de tensão CC isoladas:

1. Modularidade (possibilidade de redução ou expansão no número de células);
2. Flexibilidade para alteração dos níveis de tensão das células (configuração simétrica ou assimétrica do inversor multiníveis);
3. Células com capacidade de regeneração de energia (já que determinadas configurações assimétricas de inversores multiníveis requerem essa propriedade);
4. Alta densidade de potência (para um produto comercial compacto).

Pelo exposto, a topologia empregada por Gong, Ertl e Kolar (2006) e representada na Figura 71 é a mais adequada para a presente aplicação, uma vez que:

1. Os níveis de tensão de uma célula individual podem ser alterados pela simples manutenção/substituição do transformador exclusivo da célula, ao passo que uma estrutura empregando um único transformador com múltiplas saídas demandaria a manutenção/substituição deste único e volumoso transformador que alimenta todas as células;
2. O número de células pode ser facilmente expandido, onde cada célula, com seu respectivo transformador, compartilha o mesmo conversor ponte-completa no primário;
3. Os conversores ponte-completa e meia-ponte empregados na implementação, respectivamente, do circuito primário e secundário, permitem um fluxo bidirecional de energia;

4. Altas frequências de chaveamento (que, de modo geral, possibilitam a minimização do volume do transformador) são passíveis de emprego com o uso de chaves semicondutoras com tecnologia MOS, que, por sua vez, são adequadas à presente topologia pela possibilidade de acionamento sob zero de tensão (característica da operação ressonante do conversor);
5. A estrutura proporciona adequada regulação de tensão.

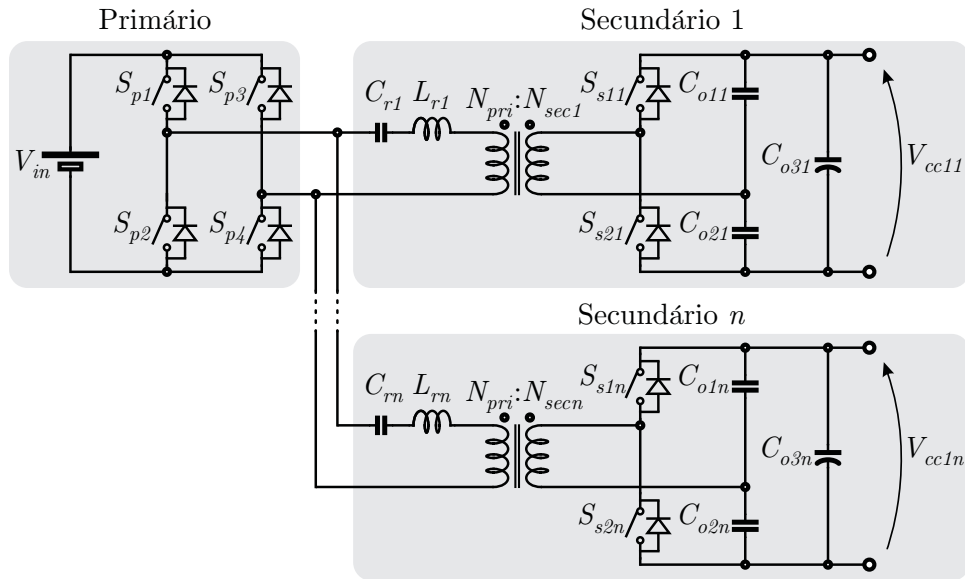


Figura 71: Topologia empregada: conversor CC-CC isolado (GONG; ERTL; KOLAR, 2006).

Conforme se observa na Figura 71, o conversor permite sintetizar as fontes de tensão CC isoladas necessárias à alimentação das n células do inversor multiníveis da ACPS. O circuito primário (que opera como inversor durante a maior parte do tempo) é implementado através de um conversor ponte-completa (composto pelas chaves S_{p1} a S_{p4}), uma vez que processa integralmente a potência da ACPS. Já os circuitos secundários (que operam como retificadores na maior parte do tempo) são implementados por conversores meia-ponte (compostos pelas chaves S_{s1j} e S_{s2j} , com $j = 1, 2, \dots, n$) uma vez que processam apenas a potência da respectiva célula. Cade destacar que essa configuração permite, ainda, uma redução no número de dispositivos semicondutores da topologia.

B.3.1 Determinação do ganho estático

A análise a seguir é realizada com referência à Figura 72, onde, por simplicidade, considera-se apenas um secundário do transformador. Salienta-se que a nomenclatura dos dispositivos foi simplificada para a análise.

Para a determinação do ganho estático do conversor, faz-se as seguintes suposições:

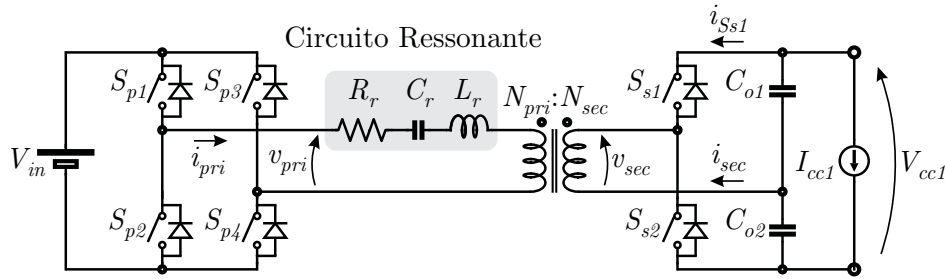


Figura 72: Modelo simplificado do conversor CC-CC isolado.

1. As chaves semicondutoras S_{p1} e S_{p2} do mesmo braço do conversor ponte completa do primário operam de modo complementar. O mesmo é válido para as chaves semicondutoras S_{p3} e S_{p4} ;
2. A modulação aplicada ao conversor ponte completa do primário é “dois níveis”, ou seja, os pares de chaves $\{S_{p1}, S_{p4}\}$ e $\{S_{p2}, S_{p3}\}$ são acionados de modo complementar, cada qual conduzindo por 50% do período de chaveamento. Salienta-se que cada par é acionado simultaneamente;
3. As chaves semicondutoras S_{s1} e S_{s2} que compõe o braço ativo do conversor meia-ponte do secundário operam de modo complementar e são acionadas concomitantemente com S_{p1} e S_{p3} , respectivamente;
4. Os componentes passivos R_r , C_r e L_r que compõe o circuito ressonante (veja a Figura 72) são, respectivamente: (i) a resistência de condução das chaves semicondutoras, das trilhas, dos enrolamentos do transformador e a resistência série dos capacitores — todas refletidas ao primário; (ii) o capacitor ressonante; (iii) a indutância das trilhas e, principalmente, a dispersão do transformador — refletidas ao primário;
5. Para a análise em regime permanente, emprega-se a “aproximação de primeira ordem” (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), onde apenas a harmônica fundamental das formas de onda é considerada;
6. A frequência de chaveamento f_s é superior à frequência natural do circuito ressonante f_r composto por C_r e L_r , definida em (B.1). Esta consideração implica na comutação sob zero de tensão das chaves semicondutoras do primário do conversor (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

$$f_r \triangleq \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_{r,eq}}}, \quad (\text{B.1})$$

onde $C_{r,eq}$ é composta pela associação de C_r com os capacitores de saída $C_{o1,2}$, conforme é demonstrado no decorrer do apêndice.

Com base nessas suposições, as formas de onda de tensão aplicadas pelo circuito primário e secundário do conversor CC-CC são as apresentadas na Figura 73. Na Figura 73 (a) e (b) é apresentada a modulação empregada nas chaves semicondutoras dos conversores ponte-completa do primário e meia-ponte do secundário. Os sinais de comando das chaves semicondutoras $\{S_{p1}, S_{p4}\}$ e $\{S_{p2}, S_{p3}\}$ definem a tensão sintetizada pelo conversor ponte-completa (Figura 73 (c)), enquanto que os sinais de comando de S_{s1} e S_{s2} definem a forma de onda de tensão sintetizada pelo conversor meia-ponte do secundário (Figura 73 (d)).

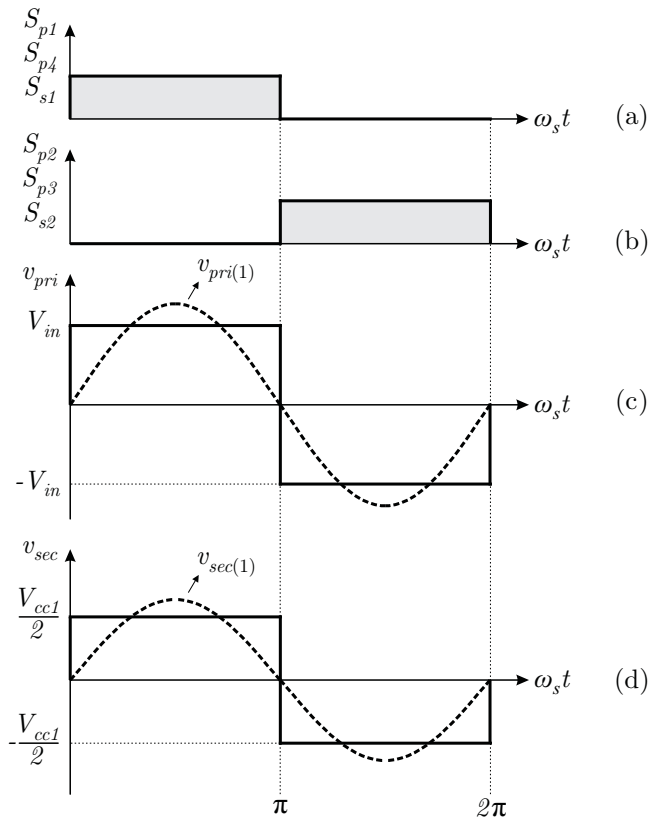


Figura 73: Formas de onda de tensão teóricas no primário e no secundário do transformador. (a) Sinais de comando das chaves semicondutoras S_{p1} , S_{p4} e S_{s1} . (b) Sinais de comando das chaves semicondutoras S_{p2} , S_{p3} e S_{s2} . (c) Tensão aplicada ao primário do transformador e aproximação pela primeira harmônica. (d) Tensão aplicada ao secundário do transformador e aproximação pela primeira harmônica.

A “aproximação de primeira ordem” (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) consiste em tomar para a análise apenas a harmônica fundamental das formas de onda sintetizadas pelo conversor ponte-completa $v_{pri}(t)$ e pelo conversor meia-ponte $v_{sec}(t)$. Essa aproximação é válida para uma frequência de chaveamento f_s próxima à frequência natural do tanque

ressonante f_r . Assim,

$$\begin{cases} v_{pri}(t) \approx v_{pri(1)}(t) \\ v_{sec}(t) \approx v_{sec(1)}(t), \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

onde $v_{pri(1)}(t)$ e $v_{sec(1)}(t)$ representam, respectivamente, a componente harmônica na frequência fundamental de $v_{pri}(t)$ e $v_{sec}(t)$.

Salienta-se que $v_{pri(1)}(t)$ pode ser calculada através da expansão de $v_{pri}(t)$ em Série de Fourier, truncando-se a série na harmônica de 1ª ordem, ou seja,

$$v_{pri(1)}(t) = a_{(1)}\cos(\omega_s t) + b_{(1)}\sen(\omega_s t), \quad (\text{B.3})$$

com

$$a_{(1)} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v_{pri}(\omega_s t) \cos(\omega_s t) d\omega_s t \quad (\text{B.4})$$

e

$$b_{(1)} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v_{pri}(\omega_s t) \sen(\omega_s t) d\omega_s t. \quad (\text{B.5})$$

Cabe ressaltar que $\omega_s = 2\pi f_s$ é a frequência de chaveamento em *radianos por segundo*. Logo, com respeito à forma de onda $v_{pri}(t)$ representada na Figura 73 (c), as Equações (B.4) e (B.5) podem ser solucionadas como segue:

$$\begin{cases} a_{(1)} = \frac{V_{in}}{\pi} \left[-\sen(\omega_s t) \Big|_{-\pi}^0 + \sen(\omega_s t) \Big|_0^{\pi} \right] = 0 \\ b_{(1)} = \frac{V_{in}}{\pi} \left[\cos(\omega_s t) \Big|_{-\pi}^0 - \cos(\omega_s t) \Big|_0^{\pi} \right] = \frac{4V_{in}}{\pi}. \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

Desse modo, levando-se (B.6) em (B.3), obtém-se a componente fundamental de $v_{pri}(t)$ representada na Figura 73 (c):

$$v_{pri(1)}(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sen(\omega_s t). \quad (\text{B.7})$$

Empregando procedimento análogo, é possível obter-se a componente fundamental de $v_{sec}(t)$ representada na Figura 73 (d):

$$v_{sec(1)}(t) = \frac{2V_{cc1}}{\pi} \sen(\omega_s t). \quad (\text{B.8})$$

A corrente $i_{pri}(t)$ que circula através circuito ressonante representado na Figura 72 pode ser calculada por:

$$i_{pri}(t) = \frac{v_{pri}(t) - v_{sec}(t) \frac{N_{pri}}{N_{sec}}}{\vec{Z}_r}. \quad (\text{B.9})$$

onde a tensão $v_{sec}(t)$ foi refletida ao primário do transformador a partir do produto com a relação de transformação $\frac{N_{pri}}{N_{sec}}$.

Além disso, a impedância do circuito ressonante \vec{Z}_r pode ser calculada por:

$$\vec{Z}_r = R_r + j(X_{L_r} - X_{C_r}), \quad (\text{B.10})$$

onde X_{L_r} é a reatância indutiva e X_{C_r} é a reatância capacitiva, definidos, respectivamente, em (B.11) e (B.12).

$$X_{L_r} \triangleq \omega_s L_r \quad (\text{B.11})$$

$$X_{C_r} \triangleq \frac{1}{\omega_s C_{r,eq}} \quad (\text{B.12})$$

Assim, levando-se (B.7) e (B.8) em (B.9), a corrente pelo primário do transformador pode ser obtida:

$$i_{pri}(t) = I_{pri,pk} \text{sen}(\omega_s t - \alpha), \quad (\text{B.13})$$

com

$$\alpha \triangleq \text{arctg} \left(\frac{X_{L_r} - X_{C_r}}{R_r} \right) \quad (\text{B.14})$$

e

$$I_{pri,pk} \triangleq \frac{2}{\pi} \frac{2V_{in} - V_{cc1} \frac{N_{pri}}{N_{sec}}}{|\vec{Z}_r|}, \quad (\text{B.15})$$

onde, com referência à Figura 74, o módulo da impedância do circuito ressonante \vec{Z}_r pode ser calculado por:

$$|\vec{Z}_r| = \sqrt{R_r^2 + (X_{L_r} - X_{C_r})^2}. \quad (\text{B.16})$$

Dando continuidade à análise do circuito da Figura 72, deseja-se estabelecer uma relação entre a corrente de saída do conversor I_{cc1} (i.e., a corrente suprida à célula que compõe o inversor multiníveis) e a corrente no primário do transformador $i_{pri}(t)$. Nessa análise, assume-se que I_{cc1} é constante.

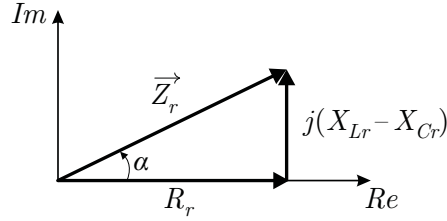


Figura 74: Triângulo de impedâncias do circuito ressonante.

Logo, como a corrente média pelos capacitores do barramento de saída C_{o1} e C_{o2} é nula, tem-se que I_{cc1} é equivalente (em módulo) à corrente média (em um período de chaveamento T_s) conduzida por S_{s1} , ou seja:

$$\langle i_{S_{s1}} \rangle_{T_s} = -I_{cc1}. \quad (\text{B.17})$$

A corrente pelo secundário do transformador $i_{sec}(t)$, obtida pela reflexão da corrente no primário,

$$i_{sec}(t) = \frac{N_{pri}}{N_{sec}} i_{pri}(t), \quad (\text{B.18})$$

assim como o sinal de comando da chave semicondutora S_{s1} e sua respectiva corrente instantânea $i_{S_{s1}}(t)$ são representados na Figura 75. Salienta-se que a tensão sintetizada pelo conversor meia-ponte $v_{sec}(t)$ é também representada na Figura 75 para enfatizar a defasagem existente entre a componente fundamental de $v_{sec}(t)$ e $i_{sec}(t)$, dada pelo ângulo α definido em (B.14).

Desse modo, com referência à Figura 75 (c), $\langle i_{S_{s1}} \rangle_{T_s}$ pode ser calculada por:

$$\langle i_{S_{s1}} \rangle_{T_s} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{S_{s1}}(\omega_s t) d\omega_s t = -\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_{sec}(\omega_s t) d\omega_s t. \quad (\text{B.19})$$

Levando-se (B.13) e (B.18) em (B.19), obtém-se:

$$\langle i_{S_{s1}} \rangle_{T_s} = -\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{N_{pri}}{N_{sec}} I_{pri,pk} \text{sen}(\omega_s t - \alpha) d\omega_s t, \quad (\text{B.20})$$

cuja solução é:

$$\langle i_{S_{s1}} \rangle_{T_s} = -\frac{N_{pri}}{N_{sec}} \frac{I_{pri,pk}}{\pi} \cos(\alpha). \quad (\text{B.21})$$

O ganho normalizado E desse conversor, definido como a relação $\frac{V_{cc1} N_{pri}/N_{sec}}{2V_{in}}$, pode ser obtido pela combinação de (B.15), (B.17) e (B.21), resultando em:

$$E \triangleq \frac{V_{cc1} N_{pri}/N_{sec}}{2V_{in}} = 1 - \frac{N_{sec}}{N_{pri}} \frac{\pi^2 \left| \vec{Z}_r \right|^2}{4V_{in} R_r} I_{cc1}. \quad (\text{B.22})$$

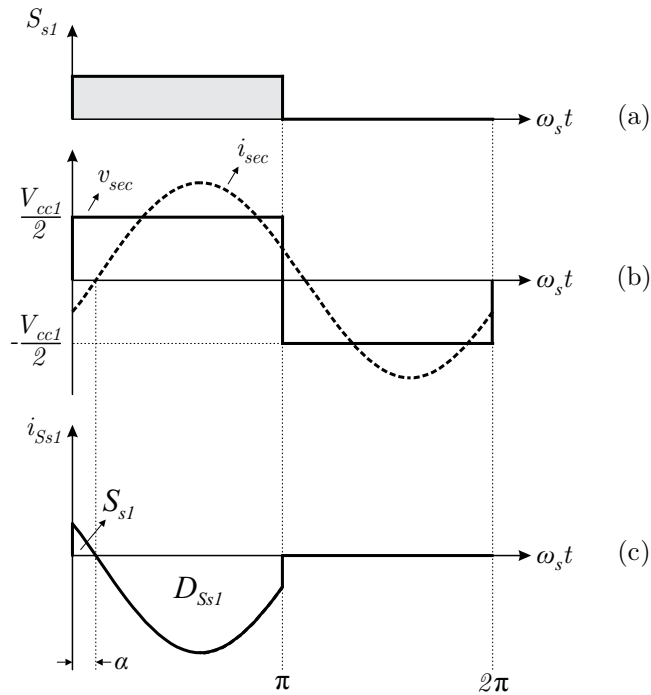


Figura 75: Formas de onda de corrente teóricas no secundário do transformador. (a) Sinal de comando da chave semicondutora S_{s1} . (b) Tensão aplicada ao secundário do transformador e respectiva corrente. (c) Corrente pela chave semicondutora S_{s1} .

Salienta-se que para a obtenção de (B.22) fez-se uso da relação definida em (B.23), a qual pode ser obtida diretamente da Figura 74.

$$\cos(\alpha) = \frac{R_r}{|\vec{Z}_r|} \quad (\text{B.23})$$

B.3.2 Análise da impedância de saída

A regulação da tensão de saída do conversor está diretamente relacionada à minimização de sua impedância de saída. Nesse sentido, a seguir será obtida algebricamente a impedância de saída do conversor. Em um segundo momento, as possibilidades de minimização da mesma serão analisadas.

B.3.2.1 Obtenção da impedância de saída

Reescrevendo (B.22) como função da tensão de saída V_{cc1} , tem-se:

$$V_{cc1} = 2 \frac{N_{sec}}{N_{pri}} V_{in} - \left(\frac{N_{sec}}{N_{pri}} \right)^2 \frac{\pi^2 |\vec{Z}_r|^2}{2R_r} I_{cc1}. \quad (\text{B.24})$$

Logo, a impedância de saída do conversor Z_{cc1} pode ser diretamente obtida de (B.24):

$$Z_{cc1} \triangleq \left(\frac{N_{sec}}{N_{pri}} \right)^2 \frac{\pi^2 |\vec{Z}_r|^2}{2R_r}. \quad (\text{B.25})$$

Assim, a partir de (B.24) e (B.25), a tensão de saída do conversor pode ser reescrita como:

$$V_{cc1} = 2 \frac{N_{sec}}{N_{pri}} V_{in} - Z_{cc1} I_{cc1}. \quad (\text{B.26})$$

A partir da análise da Equação (B.26) conclui-se que a minimização de Z_{cc1} corrobora com o aprimoramento da regulação de tensão do conversor. Convém salientar que, devido à bidirecionalidade da topologia apresentada na Figura 71, I_{cc1} pode tanto assumir valores positivos (reduzindo a amplitude da tensão de saída) ou negativos (aumentando a tensão de saída). Caso o sentido de I_{cc1} seja negativo, tem-se uma regeneração de energia da saída para a entrada do conversor. Em ambos os casos, o fator que pondera a variação da tensão de saída como função da corrente de saída é Z_{cc1} .

B.3.2.2 Minimização da impedância de saída

A impedância de saída do conversor apresenta dois pontos de mínimo, conforme demonstrado a seguir.

Levando-se (B.16) em (B.25), tem-se:

$$Z_{cc1} \triangleq \left(\frac{N_{sec}}{N_{pri}} \right)^2 \frac{\pi^2 [R_r^2 + (X_{L_r} - X_{C_r})^2]}{2R_r}. \quad (\text{B.27})$$

Uma vez que a relação de transformação $\frac{N_{sec}}{N_{pri}}$ é fixa e definida pela relação desejada entre a amplitude das tensões de entrada V_{in} e saída V_{cc1} (ver Equação (B.22)), a minimização de Z_{cc1} passa, obrigatoriamente, pela seleção de um valor adequado da resistência R_r ou pela redução da reatância série $X_r \triangleq X_{L_r} - X_{C_r}$ do circuito ressonante representado na Figura 72.

- *Minimização de Z_{cc1} com respeito a X_r*

O valor mínimo de Z_{cc1} com respeito a X_r pode ser encontrado como segue:

$$\frac{\partial}{\partial X_r} Z_{cc1}(R_r, X_r) = 0 \longrightarrow \left(\frac{N_{sec}}{N_{pri}} \right)^2 \frac{\pi^2 X_r}{R_r} = 0 \longrightarrow X_r = 0. \quad (\text{B.28})$$

Desse modo, levando-se (B.28) em (B.25) obtém-se o valor mínimo de Z_{cc1} com respeito a X_r :

$$Z_{cc1,min} \Big|_{X_r=0} = \left(\frac{N_{sec}}{N_{pri}} \right)^2 \frac{\pi^2 R_r}{2}. \quad (\text{B.29})$$

Salienta-se que para obter-se $X_r = 0$ é necessário que a frequência de chaveamento do conversor f_s seja idêntica à frequência natural do tanque ressonante f_r — para que a reatância indutiva X_{L_r} , Equação (B.11), seja igual à reatância capacitiva X_{C_r} , Equação (B.12). Essa condição de operação não é desejada, uma vez que inviabiliza a operação do conversor com comutações sob zero de tensão (ver assunção 6).

- *Minimização de Z_{cc1} com respeito a R_r*

O valor mínimo de Z_{cc1} com respeito a R_r pode ser encontrado como segue:

$$\frac{\partial}{\partial R_r} Z_{cc1}(R_r, X_r) = 0 \longrightarrow \left(\frac{N_{sec}}{N_{pri}} \right)^2 \frac{\pi^2}{2} \left[1 - \left(\frac{X_r}{R_r} \right)^2 \right] = 0 \longrightarrow R_r = \pm X_r. \quad (\text{B.30})$$

Desse modo, levando-se (B.30) em (B.25) obtém-se o valor mínimo de Z_{cc1} com respeito a R_r :

$$Z_{cc1,min} \Big|_{R_r=\pm X_r} = \left(\frac{N_{sec}}{N_{pri}} \right)^2 \pi^2 R_r. \quad (\text{B.31})$$

Assim, com base na Equação (B.31), conclui-se que a minimização da impedância de saída do conversor requer, obrigatoriamente, que as resistências série dos elementos que compõe o caminho de corrente em alta-frequência do circuito ressonante sejam minimizadas. Esse fato implica, por exemplo, na necessidade de utilização de chaves semicondutoras de reduzida resistência de condução, bem como de capacitores com reduzida resistência série equivalente (RSE).

B.3.2.3 Contribuição das não-idealidades dos dispositivos à impedância de saída

Na Figura 76 é representada novamente a topologia simplificada do conversor CC-CC, porém dando destaque ao caminho da corrente de alta frequência bem como às não-idealidades dos dispositivos empregados.

Para a análise desenvolvida a seguir, faz-se as seguintes considerações:

1. As chaves semicondutoras S_{p1} , S_{p4} e S_{s1} encontram-se acionadas, ao passo que as respectivas chaves complementares encontram-se bloqueadas;

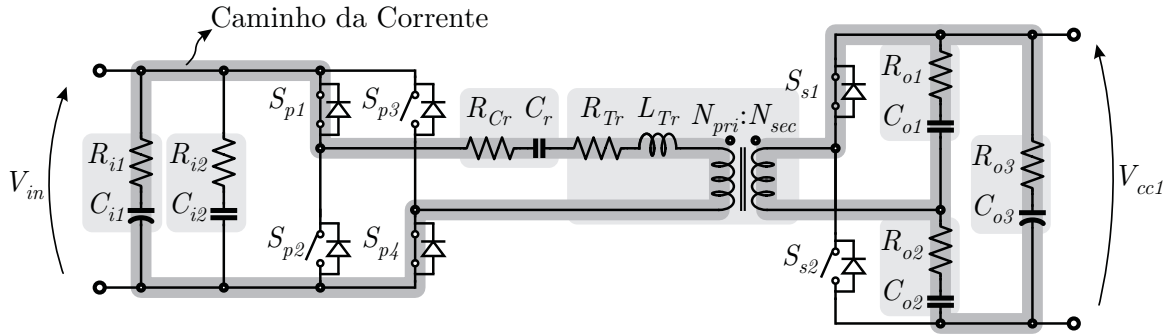


Figura 76: Representação das não-idealidades dos dispositivos no caminho da corrente.

2. As chaves semicondutoras em condução, os capacitores e os enrolamentos do transformador apresentam resistência ôhmica;
3. A corrente que circula pelo primário e pelo secundário do transformador possui apenas uma componente harmônica situada na frequência de chaveamento f_s do conversor;
4. Durante a maior parte do período de chaveamento, a corrente por S_{s1} circula por seu diodo em anti-paralelo $D_{S_{s1}}$ (ver Figura 75 (c) no intervalo de 0 a π rad);
5. Na frequência de chaveamento f_s , o capacitor eletrolítico de entrada C_{i1} apresenta uma reatância capacitiva desprezível em comparação à reatância do capacitor de poliéster C_{i2} empregado para desacoplamento. Desse modo, assume-se que não há corrente circulando por C_{i2} .
6. Na frequência de chaveamento f_s , o capacitor eletrolítico de saída C_{o3} apresenta uma reatância capacitiva desprezível em comparação à reatância dos capacitores cerâmicos $C_{o1,2}$ empregados na implementação do ponto médio do barramento. Salienta-se que $C_{o1} = C_{o2}$ e $R_{o1} = R_{o2}$;
7. Para um aumento (redução) da amplitude da tensão sobre C_{o1} , assume-se uma igual redução (aumento) da amplitude da tensão sobre C_{o2} , de modo a manter a tensão de saída V_{cc1} constante. Logo, C_{o1} e C_{o2} estão virtualmente associados em paralelo, apesar da presença de R_{o3} (que deve ser considerada na análise).

Conforme já comentado, a indutância equivalente do circuito ressonante L_r é composta pela indutância do encapsulamento das chaves semicondutoras, das trilhas da placa de circuito impresso e pela dispersão do transformador L_{Tr} (ver assunção 4). Todavia, a indutância de dispersão do transformador é a componente mais significativa, de modo que:

$$L_r \approx L_{Tr}. \quad (\text{B.32})$$

Já a capacitância equivalente do circuito ressonante é composta pela associação série entre a capacitância ressonante C_r — adicionada ao circuito — e a capacitância equivalente entre C_{o1} e C_{o2} ($C_{o,eq}$) refletida ao primário do transformador:

$$C_{r,eq} = \frac{C_r C_{o,eq}}{\left(\frac{N_{pri}}{N_{sec}}\right)^2 C_r + C_{o,eq}}. \quad (\text{B.33})$$

Salienta-se que $C_{o,eq}$ pode ser calculada por:

$$C_{o,eq} = \frac{1}{\omega_s X_{C_{o,eq}}}, \quad (\text{B.34})$$

com

$$X_{C_{o,eq}} = \frac{X_{C_o} [2(R_{o1}^2 + R_{o1}R_{o3} + X_{C_o}^2) + R_{o3}^2]}{4(R_{o1}^2 + R_{o1}R_{o3} + X_{C_o}^2) + R_{o3}^2}, \quad (\text{B.35})$$

onde

$$X_{C_o} = \frac{1}{\omega_s C_{o1}}. \quad (\text{B.36})$$

Além disso, para $2(R_{o1}^2 + R_{o1}R_{o3} + X_{C_o}^2) \gg R_{o3}^2$ pode-se aproximar:

$$X_{C_{o,eq}} \approx \frac{X_{C_{o1}}}{2} \quad \therefore \quad C_{o,eq} = 2C_{o1}, \quad (\text{B.37})$$

o que significa que, de fato, C_{o1} e C_{o2} estão virtualmente associados em paralelo.

Levando-se (B.37) em (B.33), obtém-se, então, a expressão final para a capacitância equivalente do circuito ressonante:

$$C_{r,eq} = \frac{2C_r C_{o1}}{\left(\frac{N_{pri}}{N_{sec}}\right)^2 C_r + 2C_{o1}}. \quad (\text{B.38})$$

A resistência equivalente do circuito ressonante R_r é composta pela soma das resistências série do capacitor de entrada R_{i1} , das chaves semicondutoras do conversor ponte-completa $R_{S_{p1}}$, do capacitor ressonante R_{C_r} , do transformador R_{Tr} (incluindo primário e secundário), do diodo anti-paralelo da chave semicondutora do conversor meia-ponte $R_{D_{S_{s1}}}$ e da associação dos capacitores de saída $R_{o,eq}$ (ver assunção 4). Ou seja:

$$R_r = R_{i1} + 2R_{S_{p1}} + R_{C_r} + R_{Tr} + (R_{D_{S_{s1}}} + R_{o,eq}) \left(\frac{N_{pri}}{N_{sec}}\right)^2, \quad (\text{B.39})$$

onde

$$R_{o,eq} = \frac{(2R_{o1} + R_{o3})(R_{o1}^2 + R_{o1}R_{o3} + X_{C_o}^2)}{4(R_{o1}^2 + R_{o1}R_{o3} + X_{C_o}^2) + R_{o3}^2}. \quad (\text{B.40})$$

Ainda, para $2(R_{o1}^2 + R_{o1}R_{o3} + X_{C_o}^2) \gg R_{o3}^2$ pode-se aproximar:

$$R_{o,eq} \approx \frac{R_{o1}}{2} + \frac{R_{o3}}{4}. \quad (\text{B.41})$$

Levando-se (B.41) em (B.39), obtém-se, então, a expressão final para a resistência equivalente do circuito ressonante:

$$R_r = R_{i1} + 2R_{S_{p1}} + R_{C_r} + R_{T_r} + \left(R_{D_{S_{s1}}} + \frac{R_{o1}}{2} + \frac{R_{o3}}{4} \right) \left(\frac{N_{pri}}{N_{sec}} \right)^2. \quad (\text{B.42})$$

B.4 Projeto físico do conversor

De modo geral, o projeto de um conversor ressonante da Figura 71 parte das seguintes definições prévias:

- Frequência de chaveamento f_s ;
- Relação entre a frequência de chaveamento f_s e a frequência natural do tanque ressonante f_r ;
- Potência de saída de cada célula P_{Cell} ;
- Tensão de entrada V_{in} ; e
- Tensão de saída de cada célula V_{cc1} .

A relação entre f_s e f_r determina, para a topologia série-ressonante da Figura 71, a condição de operação sob zero de corrente (para $\frac{f_s}{f_r} < 1$) ou zero de tensão (para $\frac{f_s}{f_r} > 1$) para as chaves semicondutoras do primário do conversor (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

B.4.1 Projeto do transformador

Para o projeto do transformador do conversor CC-CC da Figura 71, empregou-se a metodologia apresentada em McLyman (2004).

As especificações requeridas ao projeto do transformador são resumidas na Tabela 10. Estas especificações referem-se aos transformadores empregados na implementação das

fontes CC isoladas das células do inversor multiníveis simétrico apresentado no capítulo 3.

Tabela 10: Especificações do transformador do conversor CC-CC ressonante.

Parâmetro	Valor
Potência de saída da célula	$P_{Cell} = 167 \text{ W}$
Frequência de operação	$f_s = 60 \text{ kHz}$
Tensão de entrada do transformador	$v_{pri,max} = 150 \text{ V}$
Tensão de saída do transformador	$v_{sec,max} = 29 \text{ V}^1$
Rend. estimado da célula	$\eta_{Cell} = 75\%$
Rend. estimado do transformador	$\eta_{Tr} = 90\%$
Regulação de tensão	$\alpha_{Tr} = 0,2\%$
Densidade de fluxo máxima	$B_{max} = 0,05 \text{ T}$
Coefficiente de forma de onda	$K_f = 4$
Fator de ocupação da janela	$K_u = 0,4$

¹Observar na Figura 72 que $V_{cc1} = 2v_{sec,max} = 58 \text{ V}$.

Para a seleção do núcleo, deve-se determinar a constante geométrica $K_g [\text{cm}^5]$, calculada por:

$$K_g = \frac{P_{ta}}{2K_e \eta_{Tr}}, \quad (\text{B.43})$$

onde

$$P_{ta} = \frac{P_{Cell}}{\eta_{Cell} \eta_{Tr}} + P_{Cell} \quad (\text{B.44})$$

é definida como a potência aparente total processada pelo transformador,

$$K_e = 0,145 (K_f f_s B_m)^2 10^{-4} \quad (\text{B.45})$$

e, para a topologia ponte-completa,

$$B_m = 2B_{max}. \quad (\text{B.46})$$

Assim, com referência à Tabela 10 e através do emprego das Equações (B.43) a (B.46), determinou-se o valor da constante geométrica: $K_g = 0,140 \text{ cm}^5$. Então, selecionou-se o núcleo de ferrite NEE-42/21/20-5500-IP12R (Thornton[®]). As principais especificações desse núcleo são resumidas na Tabela 11.

Logo, com referência às Tabelas 10 e 11, o número de espiras do primário e do secundário do transformador podem ser calculados, respectivamente, por:

$$N_{pri} = \frac{v_{pri,max}}{K_f B_m f_s A_c} 10^4 \approx 26 \quad (\text{B.47})$$

Tabela 11: Especificações do núcleo NEE-42/21/20-5500-IP12R (Thornton®).

Parâmetro	Valor
Constante geométrica	$K_g = 0,345 \text{ cm}^5$
Área da seção transversal	$A_c = 2,40 \text{ cm}^2$
Área da janela	$A_w = 1,57 \text{ cm}^2$
Comprimento do caminho magnético	$l_m = 9,70 \text{ cm}$
Comprimento médio da espira	$MLT = 10,50 \text{ cm}$

e

$$N_{sec} = \frac{v_{sec,max}}{v_{pri,max}} N_{pri} \approx 5. \quad (\text{B.48})$$

Então, na Tabela 12 são apresentados os dados (incluindo as não-idealidades) do transformador implementado.

Tabela 12: Especificações do transformador implementado.

Parâmetro	Valor
Núcleo magnético	NEE-42/21/20-5500-IP12R
Número de espiras no primário	$N_{pri} = 26$
Número de espiras no secundário	$N_{sec} = 5$
Condutor do primário	Litz (1 × 63 × 37 AWG)
Condutor do secundário	Litz (4 × 63 × 37 AWG)
Magnetizante refletida ao primário	$L_m = 6,45 \text{ mH}$
Dispersão total refletida ao primário	$L_{Tr} = 54,25 \mu\text{H}^1$
Resistência total refletida ao primário	$R_{Tr} = 247 \text{ m}\Omega^1$

¹Considerando a indutância de dispersão discreta inserida no circuito.

B.4.2 Projeto do tanque ressonante

Conforme assunção 6 da seção B.3.1, f_s é superior a f_r . Usualmente, adota-se $1,1 \leq \frac{f_s}{f_r} \leq 1,2$. Assim, nesse caso,

$$\frac{f_s}{f_r} \triangleq 1,2, \quad (\text{B.49})$$

o que garante que $\frac{f_s}{f_r} > 1$ com relativa margem de segurança, mesmo com variações paramétricas do tanque ressonante.

B.4.2.1 Determinação de L_r , $C_{r,eq}$ e R_r previamente à sintonia do tanque ressonante

O transformador implementado apresentou uma indutância de dispersão de 0,1% (com relação à indutância magnetizante), o que representa um valor de, aproximadamente, $8 \mu\text{H}$

refletido ao primário. Apesar de, sob o ponto de vista da implementação do transformador, a referida dispersão representar um valor satisfatório, sob o ponto de vista experimental, é um valor muito reduzido, pelos motivos expostos seguir.

Em função da pequena indutância de dispersão do transformador, o caminho de corrente pelo primário do conversor, representado na Figura 76, apresenta uma impedância série igualmente pequena, o que contribui para a observância de ressonâncias de alta frequência em $i_{pri}(t)$ (excitadas pelos elevados dv/dt das chaves semicondutoras do primário) devido a elementos parasitas do transformador (e.g., capacitância entre espiras). Essas ressonâncias, além de contribuírem às perdas no transformador (histerese, correntes parasitas e efeito pelicular), geram ruídos eletromagnéticos que interferem na operação do próprio conversor (interferência no comando dos circuitos de *gate-driver*). Pelo exposto, decidiu-se incluir uma indutância de dispersão discreta, da ordem de $40 \mu\text{H}$, em série com o primário do transformador.

Na Tabela 13 são apresentados os demais componentes utilizados na implementação de uma célula do conversor CC-CC bidirecional da Figura 71.

Tabela 13: Componentes empregados na implementação de uma célula do conversor CC-CC bidirecional.

Parâmetro	Valor	Observações
Chaves semicondutoras	$S_{s1,2} = \text{IRF6644}$	$R_{D_{S_{s1,2}}} = 10, 30 \text{ m}\Omega$ ($T_j = 25^\circ\text{C}$)
Divisor capacitivo	$C_{o1,2} = (4 \times 10) \mu\text{F}$	$R_{o1,2} = (26 \div 4) \text{ m}\Omega$
Filtro capacitivo de saída	$C_{o3} = (3 \times 220) \mu\text{F}$	$R_{o3} = (422 \div 3) \text{ m}\Omega$

A indutância série equivalente L_r pode ser determinada com base a Equação (B.32) e nos dados da Tabela 12. Assim,

$$L_r = 54, 25 \mu\text{H}. \quad (\text{B.50})$$

Já o capacitor série equivalente $C_{r,eq}$ pode ser determinado através da Equação (B.33), empregando os dados da Tabela 13. Para tanto, considera-se $C_r \rightarrow \infty$ na Equação (B.33), uma vez que este ainda não foi inserido no circuito, conforme demonstrado na Figura 77 (a). Desse modo,

$$C_{r,eq} = 2, 00 \mu\text{F}. \quad (\text{B.51})$$

Por fim, a resistência série equivalente R_r medida através dos terminais do transformador, conforme representado na Figura 77 (a), pode ser calculada pela Equação (B.39) (considerando $R_{i1} = R_{Sp1} = R_{Cr} = 0$, já que estes componentes não fazem parte do circuito), com base nos dados apresentados nas Tabelas 12 e 13. Assim,

$$R_r = 1, 07 \Omega. \quad (\text{B.52})$$

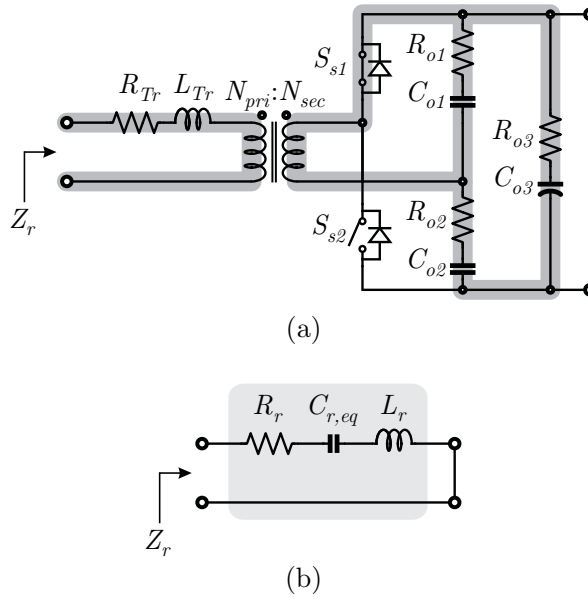


Figura 77: Determinação da impedância equivalente do tanque ressonante (previamente à inserção de C_r). (a) Circuito de medição. (b) Circuito equivalente.

Logo, é possível determinar a impedância equivalente Z_r medida através dos terminais do primário do transformador, conforme representado na Figura 77 (b). A função de transferência que modela o circuito da Figura 77 (b) é dada por:

$$Z_r(s) = \frac{1}{C_{r,eq}} \frac{s^2 L_r C_{r,eq} + s R_r C_{r,eq} + 1}{s}. \quad (\text{B.53})$$

Salienta-se que valores de L_r , $C_{r,eq}$ e R_r , previamente calculados, foram comparados com os valores obtidos experimentalmente a partir da análise da impedância série equivalente $Z_r(s)$ na faixa de frequências de interesse. Para tanto, empregou-se o analisador de impedâncias AP Instruments[®] Model 200. O Diagrama de Bode relativo a $Z_r(s)$ é apresentado na Figura 78.

Então, a partir da interpolação dos parâmetros da curva experimental representada na Figura 78, os parâmetros reais da função transferência (B.53) — que representam os valores corrigidos para L_r , $C_{r,eq}$ e R_r — podem ser obtidos:

$$\begin{cases} L_r = 48,27 \mu\text{H} \\ C_{r,eq} = 2,34 \mu\text{F} \\ R_r = 1,00 \Omega. \end{cases} \quad (\text{B.54})$$

O diagrama da Figura 78 confirma que a estimativa dos valores dos elementos passivos que compõem o tanque ressonante é satisfatória, podendo ser empregada caso não se disponha de equipamentos para análise da resposta em frequência do circuito ressonante.

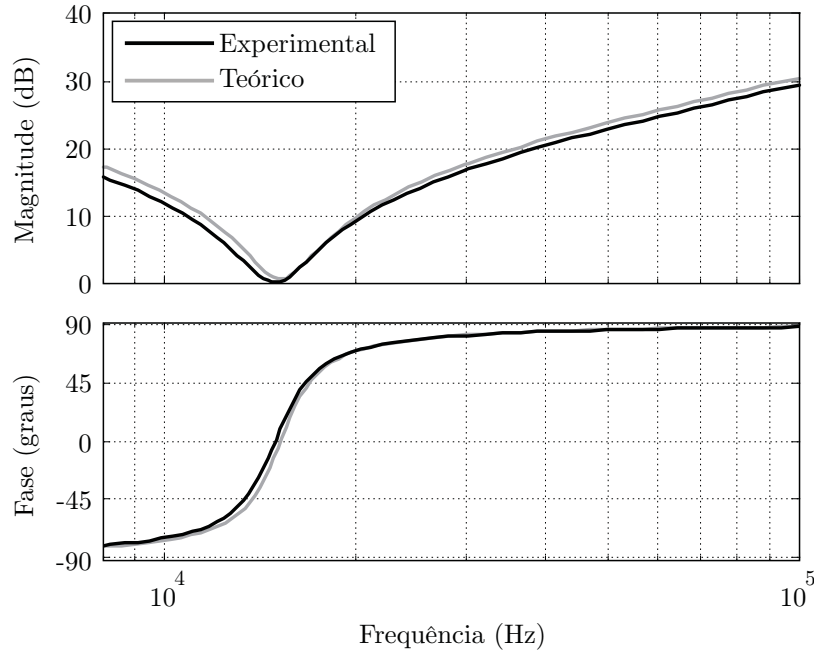


Figura 78: Diagrama de Bode representando a impedância série equivalente Z_r do tanque ressonante previamente à inserção de C_r .

Salienta-se que o erro máximo observado foi de 15%, ou seja, dentro da margem usual de tolerância dos componentes passivos.

B.4.2.2 Ajuste da frequência natural de ressonância

O valor do capacitor ressonante C_r a ser adicionado em série para o ajuste da frequência natural de ressonância desejada pode ser encontrado a partir das Equações (B.1) e (B.49), do conhecimento da frequência de chaveamento (Tabela 10) e do valor real da indutância série equivalente (informado em (B.54)). Logo, um capacitor com o valor de

$$C_r \approx 230 \text{ nF} \quad (\text{B.55})$$

deve ser adicionado em série com o caminho de corrente no primário para o ajuste da frequência natural de ressonância.

Desse modo, uma nova análise experimental da impedância série equivalente $Z_r(s)$ na faixa de frequências de interesse foi realizada. O Diagrama de Bode relativo a $Z_r(s)$, agora com C_r adicionado ao circuito, é apresentado na Figura 79. Conforme se observa, o vale de impedância (que caracteriza a frequência natural de ressonância f_r) está situado em 49,50 kHz, ou seja, aproximadamente 1,2 vezes abaixo de f_s , conforme desejado.

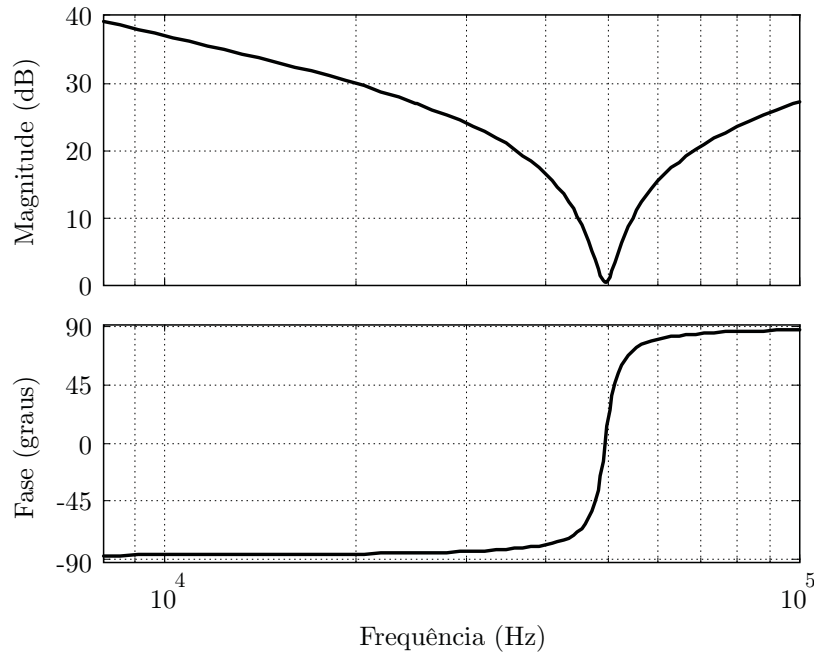


Figura 79: Diagrama de Bode representando a impedância série equivalente Z_r do tanque ressonante posteriormente à inserção de C_r .

B.5 Resultados experimentais

O conversor CC-CC empregado no capítulo 3 (e analisado experimentalmente a seguir) é composto de seis células simétricas ($n = 6$) destinadas à alimentação do inversor multiníveis (amplificador principal), e uma célula de menor tensão de saída, destinada à alimentação do LPA (amplificador de correção). Uma vez que é o amplificador principal que supre quase que integralmente a potência da carga, apenas as células relativas a esse amplificador foram consideradas na análise. Conforme especificado na Tabela 10, $P_{Cell} = 167$ W e $V_{cc1} = 58$ V. No ensaio experimental, as seis células foram conectadas em série, totalizando $nP_{Cell} = 6 \times 167 \approx 1$ kW e $nV_{cc1} = 6 \times 58 \approx 350$ V.

Na Figura 80 apresenta-se um oscilograma contendo as formas de onda tensão $v_{pri}(t)$ e corrente $i_{pri}(t)$ pelo primário do conversor, bem como a forma de onda de tensão do secundário $v_{sec}(t)$, cujas polaridades são definidas na Figura 72. Salienta-se que $i_{pri}(t)$ refere-se à corrente total suprida pelo conversor ponte-completa do primário, ou seja, a corrente fornecida conjuntamente às seis células. Conforme se observa na Figura 80, $v_{pri}(t)$ e $v_{sec}(t)$ estão em fase, enquanto $i_{pri}(t)$ apresenta um ângulo de atraso com relação às tensões, comprovando a característica indutiva do tanque ressonante que é proporcionada pela operação do conversor em uma frequência de chaveamento superior à frequência de ressonância.

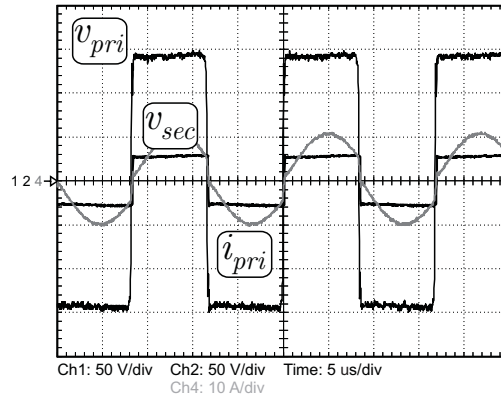


Figura 80: Formas de onda das tensões primária v_{pri} e secundária v_{sec} , e corrente total primária i_{pri} sob condição nominal de operação.

Buscando demonstrar a capacidade de regulação de tensão do conversor, na Figura 81 são apresentadas as formas de onda de tensão total de saída $nV_{cc1}(t)$ e corrente total pelo primário $i_{pri}(t)$ para diferentes condições de carga.

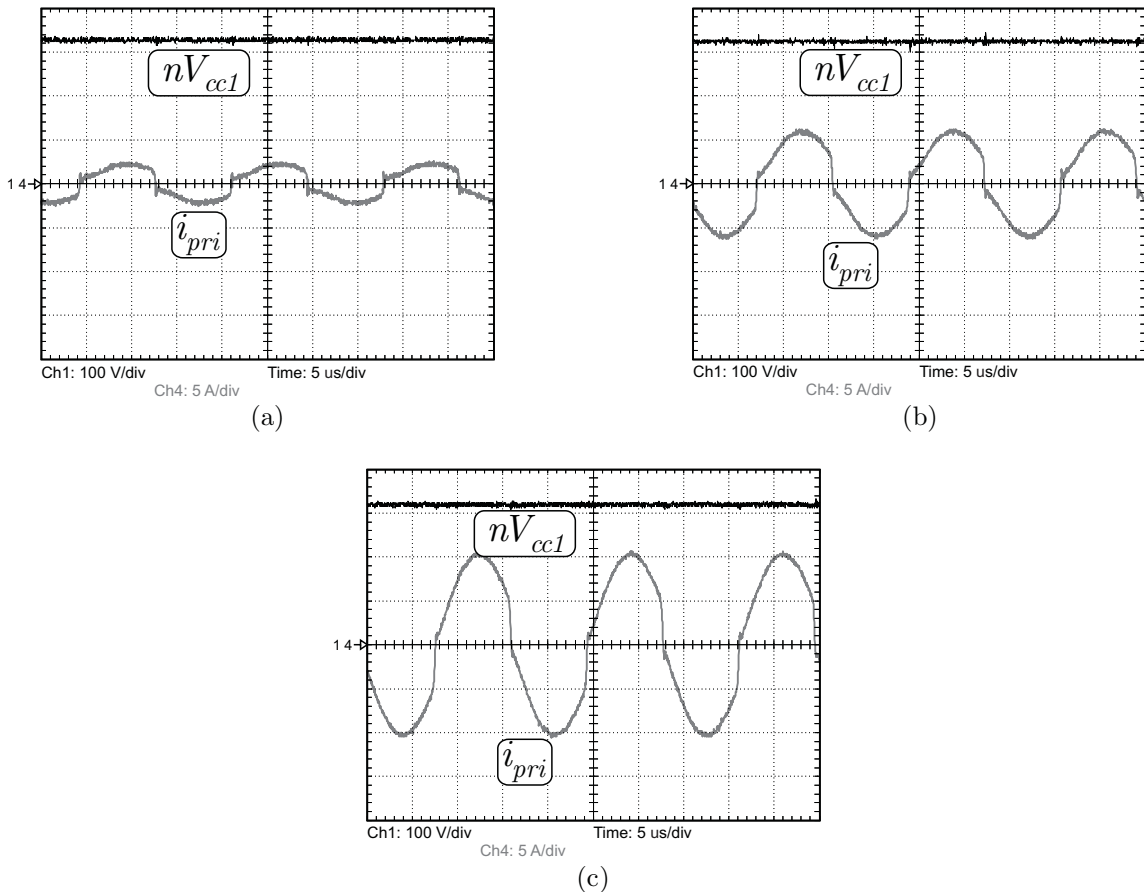


Figura 81: Forma de onda da tensão total de saída nV_{cc1} e da corrente total pelo primário i_{pri} para diferentes condições de carga: (a) 216 W (21,6%); (b) 585 W (58,5%); e (c) 1 kW (100%).

A capacidade de regulação do conversor pode ser melhor avaliada a partir dos dados apresentados na Figura 82, obtidos a partir do medidor digital de potências Yokogawa® WT1600. Conforme se observa, sob baixa carga (20% da potência nominal), a regulação

de tensão fica em torno de 94,5%, o que representa 328,9 V. Já sob plena carga (100% da potência nominal), a regulação de tensão fica em torno de 92,2%, o que representa 320,9 V. A grande variação na tensão de saída em função da condição de carga deve-se, principalmente, à dependência que essa topologia apresenta com relação aos elementos do tanque ressonante (GONG, 2009). Em outros termos, qualquer variação paramétrica (devido à variação dos níveis de corrente, por exemplo) interfere significativamente na impedância de saída do conversor, Equação (B.27), e, por consequência, no seu ganho estático, Equação (B.22).

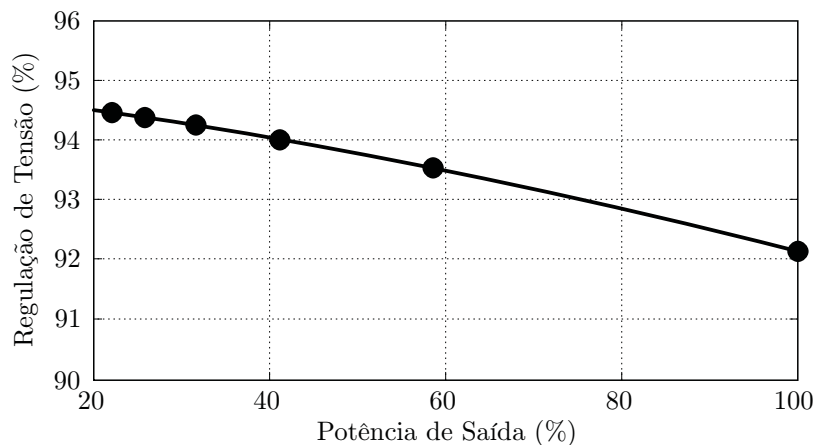


Figura 82: Regulação medida para a tensão total de saída.

Finalmente, o rendimento da estrutura foi avaliado para diferentes condições de carga, conforme a Figura 83. Os dados apresentados na Figura 83 também foram obtidos a partir do medidor digital de potências Yokogawa® WT1600.

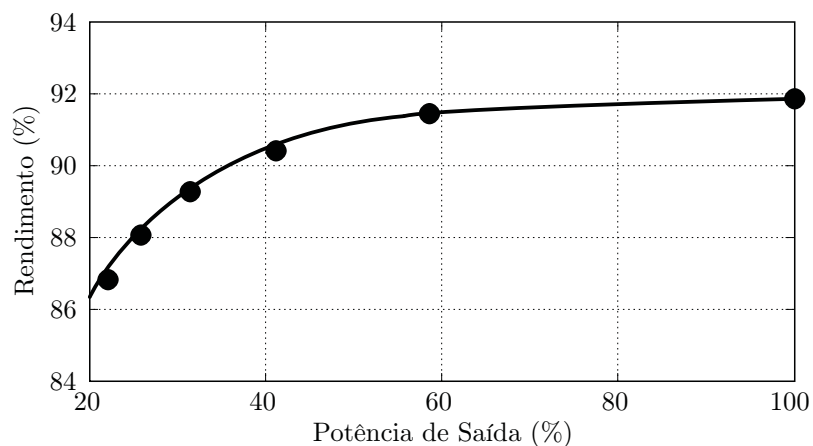


Figura 83: Rendimento medido.

B.6 Conclusão

Nesse apêndice realizou-se uma breve revisão bibliográfica acerca das possibilidades de implementação das fontes de tensão CC necessárias à alimentação de um inversor multiníveis com células em cascata — topologia empregada como amplificador principal da ACPS. Então, partir da seleção da solução mais adequada sob o ponto de vista de modularidade e densidade de potência (conversor CC-CC ressonante), partiu-se à modelagem e projeto do conversor, bem como à análise experimental.

A topologia abordada apresenta características desejáveis nesse tipo de aplicação, como modularidade (possibilidade de redução ou expansão no número de células), flexibilidade para alteração dos níveis de tensão das células (configuração simétrica ou assimétrica do inversor multiníveis) e alta densidade de potência (pela isolação se dar em alta frequência, contribuindo à redução dos elementos magnéticos).

ANEXO A – PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

A.1 Considerações gerais

Neste anexo são apresentados detalhes construtivos do protótipo implementado em laboratório, o qual foi empregado na análise experimental da Tese.

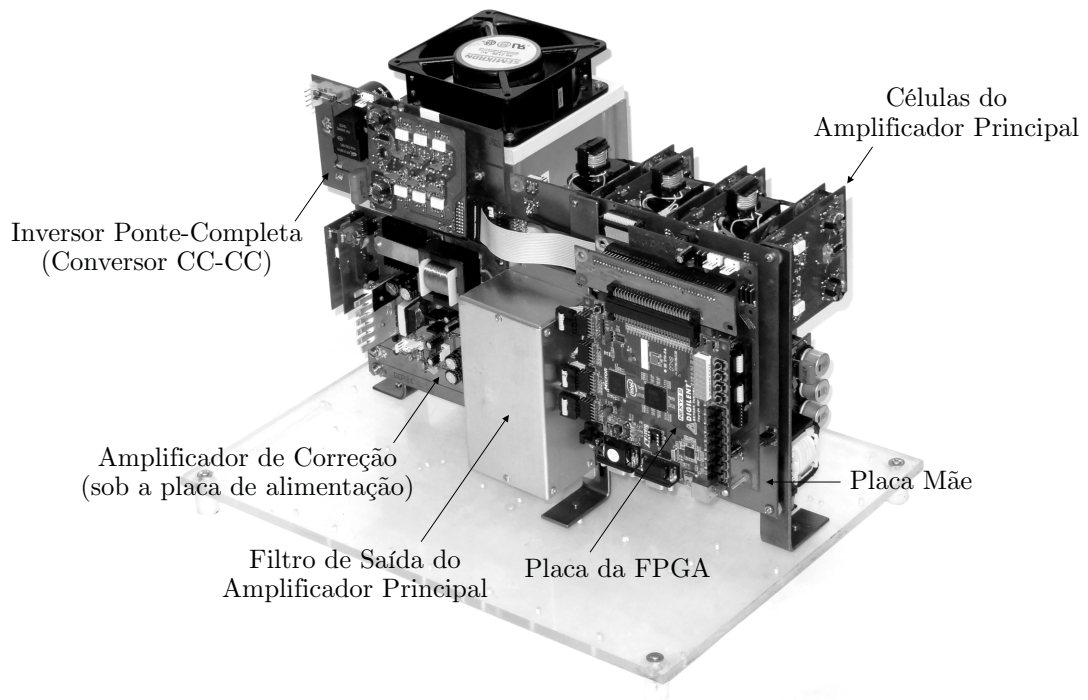
A.2 Detalhes construtivos do protótipo

O protótipo foi concebido de forma modular, buscando facilitar a manutenção bem como a reutilização de parte do *set-up* em ambas as topologias estudadas nos capítulos 3 e 4. De modo geral, as partes constituintes do protótipo são:

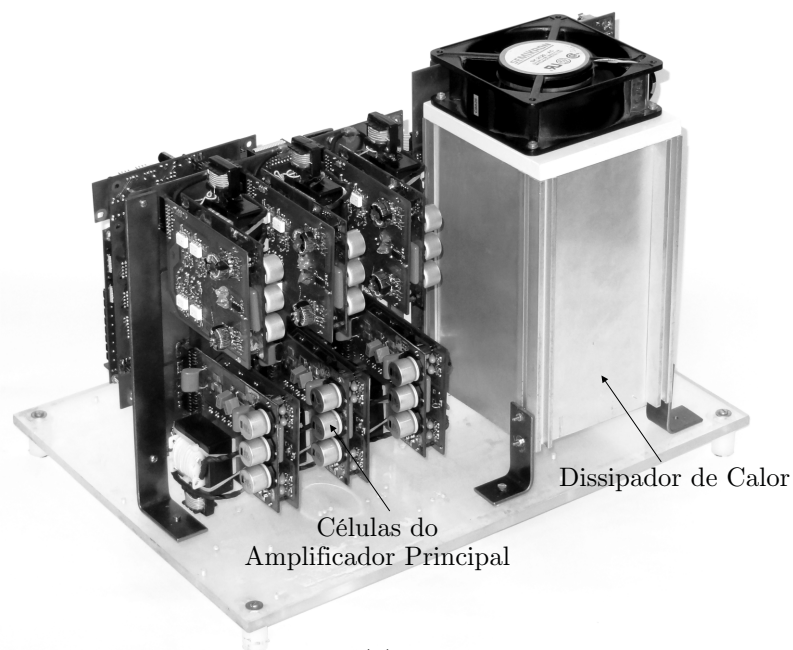
- Placa de controle, composta por um *kit* de desenvolvimento Nexys2 (Digilent[®]) com uma FPGA Spartan-3E (Xilinx[®]);
- Placa de *buffers* para acionamento dos circuitos de *gate-driver* a partir da FPGA;
- Placa de instrumentação, contendo um conversor D/A de 12 bits modelo DAC121S101 (National Instruments[®]) e um circuito de isolamento analógica para o sinal de referência fornecido ao amplificador de correção;
- Placas de *gate-driver*, contendo até seis circuitos de acionamento com proteção de *dessaturação* e fontes isoladas;
- Células dos inversores multiníveis (amplificador principal);
- Filtro passa-baixas de saída (amplificador principal);
- Placa de alimentação do LPA (amplificador de correção);
- Amplificador linear MP111A (Apex[®]);
- Inversor ponte-completa de entrada (conversor CC-CC ressonante);

- Placa mãe para interface entre os circuitos de potência e controle.

Salienta-se que, com exceção das células do inversor multiníveis e do filtro passa-baixas, todas as demais partes integrantes do *set-up* são comuns às duas topologias implementadas na Tese.



(a)



(b)

Figura 84: Foto do protótipo de ACPS implementado em laboratório ($420 \times 300 \times 210$ mm). (a) Vista frontal. (b) Vista posterior.

Na Figura 84 são apresentadas as vistas frontal e posterior do protótipo implementado (relativo à topologia do capítulo 3). Esse protótipo é composto pela placa mãe, seis células ponte-completa, a placa de controle, a placa de *buffers* e instrumentação (posicionada entre a placa de controle e a placa mãe), o filtro passa-baixas de saída, o inversor ponte-completa de entrada (conversor CC-CC) e a placa de alimentação do LPA, o qual se encontra fixado sobre o dissipador de calor.

O inversor ponte-completa de entrada (primário do conversor CC-CC) sintetiza uma forma de onda de tensão em alta frequência que é fornecida, através da placa mãe, a todas as células do amplificador principal (bem como à placa de alimentação do amplificador de correção). Cada célula da topologia do capítulo 3 é composta basicamente pelo transformador isolador, indutor e capacitor ressonante e chaves semicondutoras do secundário do conversor CC-CC, conforme apresentado na Figura 85 (a). Além disso, as chaves que implementam o inversor ponte-completa da topologia multiníveis também se encontram sob o mesmo dissipador de calor. Já na Figura 85 (b) é apresentado o circuito *gate-driver* empregado em conjunto com cada célula.

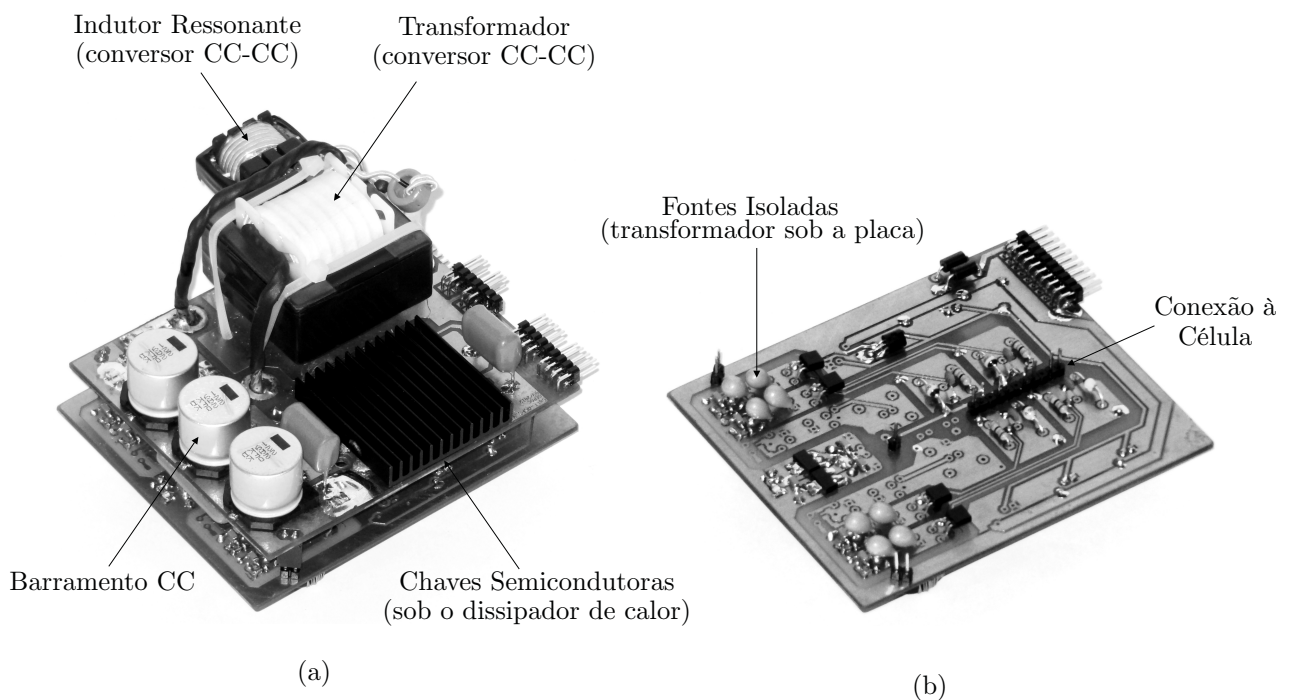


Figura 85: Foto de uma célula do amplificador principal (inversor multiníveis simétrico) e do circuito de *gate-driver*. (a) Célula do amplificador principal contemplando, inclusive, o estágio retificador do conversor CC-CC (100 × 85 mm). (b) Placa de *gate-driver* com quatro circuitos de acionamento implementados (100 × 85 mm).

Para comparação, na Figura 86 são apresentadas duas células empregadas na implementação da topologia do capítulo 4. Como essa topologia utiliza um conversor multiní-

veis assimétrico, é possível observar a diferença no volume dos transformadores isoladores devido à potência distinta processada por cada célula.

Finalmente, o LPA empregado como amplificador de correção em ambas as topologias é apresentado na Figura 87. Um dos requerimentos mais importantes ao LPA diz respeito à capacidade de compensar os degraus na forma de onda de tensão observados no amplificador principal (em especial na topologia do capítulo 4). Desse modo, um LPA com elevado *slew rate* é necessário. Então, o amplificador comercial MP111A (Apex[®]), Figura 87, foi selecionado como amplificador de correção.

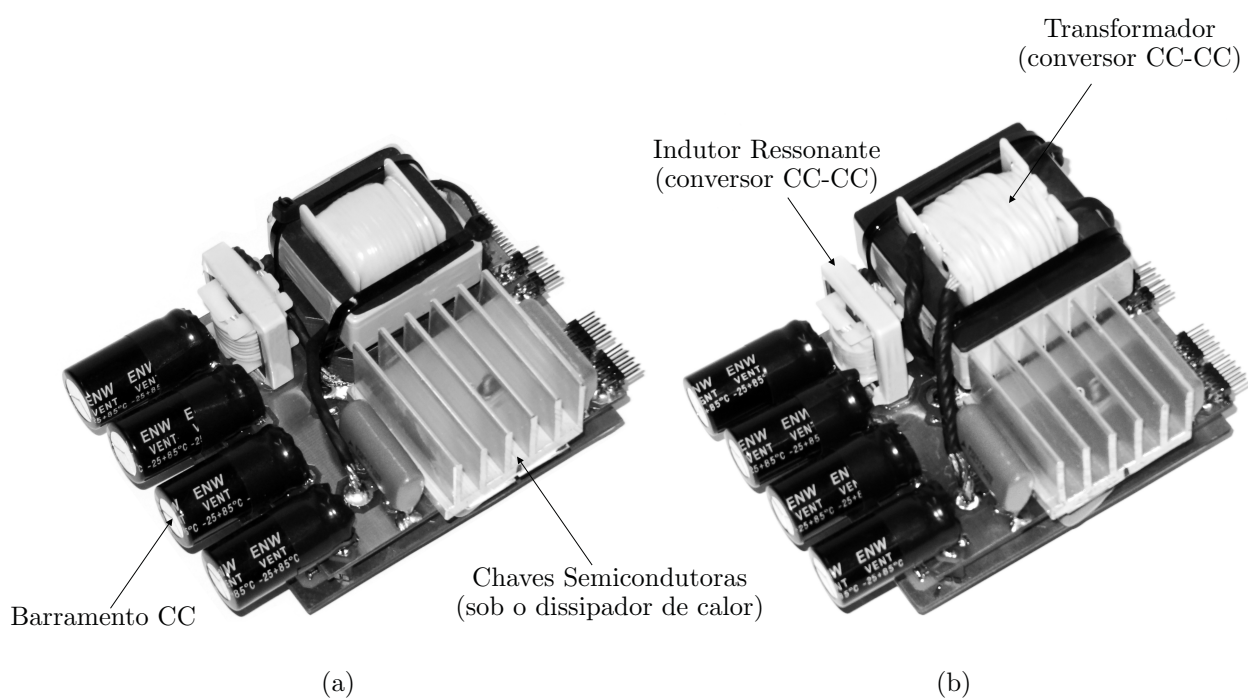


Figura 86: Foto das células do amplificador principal (inversor multiníveis assimétrico). (a) Célula de 1 p.u. (125 × 90 mm). (b) Célula de 3 p.u. (125 × 95 mm).

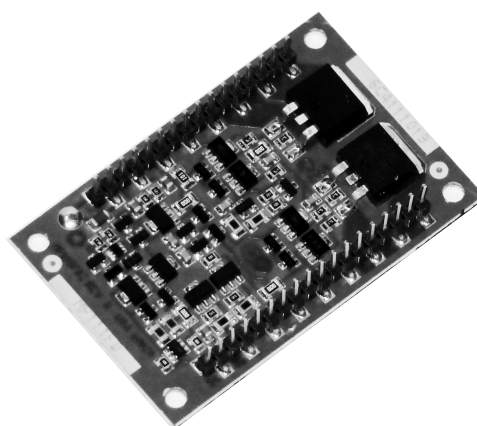


Figura 87: Foto do amplificador de correção (63 × 41 mm).