

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

ADRIANO FAZOLO NARDOTO

**DESENVOLVIMENTO E VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DO CONTROLE
PREDITIVO EM CONVERSORES DAB E ANPC-DAB APLICADOS A SST**

**VITÓRIA
2025**

ADRIANO FAZOLO NARDOTO

**DESENVOLVIMENTO E VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DO CONTROLE
PREDITIVO EM CONVERSORES DAB E ANPC-DAB APLICADOS A SST**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, na linha de pesquisa Processamento de Energia e Sistemas Elétricos.

Orientador: Prof.Dr. Walbermark M. dos Santos

Coorientador: Prof. Dr. Lucas F. Encarnação

Coorientador: Prof. Dr. Emilio José Bueno Peña

VITÓRIA

2025

Ficha catalográfica disponibilizada pelo Sistema Integrado de Bibliotecas - SIBI/UFES e elaborada pelo autor

N223d Nardoto, Adriano Fazolo, 1985-
Desenvolvimento e validação experimental do controle preditivo em conversores DAB e ANPC-DAB aplicados a SST / Adriano Fazolo Nardoto. - 2025.
106 p. : il.

Orientador: Walbermark Marques dos Santos.
Coorientadores: Lucas Frizera Encarnação, Emilio José Bueno Peña.
Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Eletrônica de potência. 2. Conversores de corrente elétrica. 3. Controle preditivo. I. Santos, Walbermark Marques dos. II. Encarnação, Lucas Frizera. III. Peña, Emilio José Bueno. IV. Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. V. Título.

CDU: 621.3

ADRIANO FAZOLO NARDOTO

DESENVOLVIMENTO E VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DO CONTROLE PREDITIVO EM CONVERSORES DAB E ANPC-DAB APLICADOS A SST

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, na linha de pesquisa Processamento de Energia e Sistemas Elétricos.

Orientador: Prof.Dr. Walbermark M. dos Santos
Coorientador: Prof. Dr. Lucas F. Encarnação
Coorientador: Prof. Dr. Emilio José Bueno Peña

BANCA EXAMINADORA:

Documento assinado digitalmente
gov.br WALBERMARK MARQUES DOS SANTOS
Data: 15/10/2025 00:08:50-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Documento assinado digitalmente
gov.br DOMINGOS SAVIO LYRIO SIMONETTI
Data: 22/10/2025 18:31:41-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Orientadores:

Prof. Dr. Walbermark M. dos Santos
Universidade Federal do Espírito Santo

gov.br LUCAS FRIZERA ENCARNACAO
Data: 21/10/2025 15:06:40-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação
Universidade Federal do Espírito Santo

Prof. Dr. Emilio José Bueno Peña
Universidade de Alcalá de Henares

Membros:

Prof. Dr. Domingos Savio Lyrio Simonetti
Universidade Federal do Espírito Santo

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

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

Documento assinado digitalmente
gov.br CASSIANO RECH
Data: 20/10/2025 15:18:31-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. Cassiano Rech
Universidade Federal de Santa Maria

Documento assinado digitalmente
ICP-Brasil ROBERTO FRANCISCO COELHO
Data: 21/10/2025 16:10:45-0300
CPF: ***.034.249-**
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Vitória, 20 de maio de 2025

Documento assinado digitalmente
ICP-Edu Denizar Cruz Martins
Data: 21/10/2025 06:27:58-0300
CPF: ***.016.609-**
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Dedico esta tese à minha amada esposa, Thiéllen, por seu apoio incondicional, paciência e amor, que foram fundamentais durante toda esta jornada. Aos meus queridos filhos, João Lucas, Samuel, Maria Luiza e Rebeca, por serem a luz que ilumina meus dias, mesmo quando o tempo era curto para estar com vocês. Aos meus pais, por terem me ensinado os valores que me trouxeram até aqui, e à minha irmã, Adryanne, por sua constante ajuda e companheirismo. Esta conquista é também de vocês.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de expressar minha mais profunda gratidão a Deus, que, em sua infinita bondade, guiou-me e me concedeu todas as oportunidades ao longo desta jornada.

À minha esposa, Thiéllen, pelo apoio incondicional, paciência e carinho durante o curso de doutorado. Sua presença foi um alicerce fundamental nos momentos de desafio.

Aos meus filhos, João Lucas, Samuel, Maria Luiza e Rebeca, por entenderem tantas vezes quando "o papai estava ocupado" e, ainda assim, me presentear com amor e alegria incondicional.

Ao meu pai, pela sabedoria compartilhada e por ter me guiado ao longo do caminho da vida. À minha mãe, pela sua ternura, dedicação e amor constante.

À minha irmã, Adryanne, pela ajuda em incontáveis momentos e por estar sempre pronta a me ajudar "quebrando galhos" com disposição.

Aos meus orientadores, Walbermark e Lucas, pela dedicação e maestria com que me orientaram, investindo seu tempo para tornar este doutorado a melhor experiência acadêmica da minha vida. Agradeço também pelas conversas, dentro e fora dos laboratórios, que tanto contribuíram para meu crescimento pessoal e profissional.

À FAPES, pela oportunidade de vivenciar uma experiência internacional, que me permitiu trabalhar em um laboratório de ponta na área de eletrônica de potência e promover um enriquecimento profissional a ser levado adiante.

Ao professor Emílio, da Universidade de Alcalá de Henares, por me receber de braços abertos e por sua valiosa contribuição para o enriquecimento técnico e científico durante meu estágio na Espanha.

À UFES, por ter sido o berço de minha formação acadêmica, e ao IFES, por proporcionar as condições para a realização deste doutorado.

Agradeço, enfim, a todos que, de alguma forma, direta ou indiretamente, fizeram parte desta jornada, tornando-a possível e memorável.

“Eu não falhei, encontrei 10 mil soluções que não davam certo.” (EDISON, [19-])

RESUMO

Esta tese aborda o desenvolvimento de estratégias de controle preditivo baseado em modelo (MPC) para aplicação em conversores DAB (*Dual Active Bridge*), com foco em aplicações de alta complexidade que exigem processamento em tempo real, especialmente em topologias multiníveis e sistemas com um grande número de estados de chaveamento. Duas abordagens foram investigadas. A primeira focou na aplicação modular do conversor DAB, avaliando a distribuição de potência entre múltiplos conversores conectados em paralelo em um barramento de baixa tensão (LVDC). Essa topologia foi testada experimentalmente em uma bancada desenvolvida no Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (LEPAC) da Universidade Federal do Espírito Santo. A segunda abordagem buscou aumentar a eficiência do conversor DAB por meio do controle preditivo e de técnicas de modulação diferenciadas, como as modulações triangular e trapezoidal, otimizando a operação do conversor sob condições de cargas leves. Essa técnica foi testada experimentalmente no DAB utilizando a topologia multinível ANPC (*Active Neutral Point Clamped*). A bancada de teste foi desenvolvida no *Grupo de Energía, Ingeniería de Sistemas Eléctricos y Redes Inteligentes* (GEISER) da Universidade de Alcalá de Henares.

Palavras-chave: Conversor DAB (Dual Active Bridge); Controle Preditivo; Controle Modular; Conversor ANPC (Active Neutral Point Clamped).

ABSTRACT

This thesis addresses the development of model predictive control (MPC) strategies for application in DAB (Dual Active Bridge) converters, focusing on high-complexity applications that require real-time processing, particularly in multilevel topologies and systems with a large number of switching states. Two approaches were investigated. The first focused on the modular application of the DAB converter, evaluating power distribution among multiple converters connected in parallel on a low-voltage DC bus (LVDC). This topology was experimentally tested on a test bench developed at the Power Electronics and Electric Drives Laboratory (LEPAC) of the Federal University of Espírito Santo. The second approach aimed to increase the efficiency of the DAB converter through predictive control and advanced modulation techniques, such as triangular and trapezoidal modulations, optimizing the converter's operation under light load conditions. This technique was experimentally tested on the DAB using the ANPC (Active Neutral Point Clamped) multilevel topology. The test bench was developed at the Energy, Electrical Systems Engineering, and Smart Grids Group (GEISER) of the University of Alcalá de Henares.

Keywords: Dual Active Bridge (DAB) converter; Model Predictive Control (MPC); Modular Control; Active Neutral Point Clamped (ANPC) converter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Exemplo de topologia de SST que integra fontes renováveis e interconecta redes CC.	22
Figura 2 – Exemplo de topologia utilizada em sistemas de tração ferroviária.	23
Figura 3 – Funcionamento de um sistema UPS com e sem falha na rede CA: (a) Topologia tradicional, (b) Topologia utilizando o conversor DAB.	24
Figura 4 – Topologia genérica do conversor DAB.	25
Figura 5 – Topologias em ponte H, NPC e ANPC: (a) Meia ponte, (b) Ponte completa.	26
Figura 6 – Diagrama do sistema OP-DAB composto por m conversores DAB.	28
Figura 7 – Formas de onda no <i>link</i> CA do DAB.	29
Figura 8 – Controle por <i>feedback</i> com compensador proporcional-integral.	30
Figura 9 – Controle por <i>feedback</i> com <i>feedforward</i> : (a) OCFE, (b) VDPC.	31
Figura 10 – Topologia do conversor DAB.	35
Figura 11 – Circuito equivalente considerando as pontes H como fontes ideais.	35
Figura 12 – Circuito equivalente sem perdas do conversor DAB.	36
Figura 13 – Representação da saída do conversor DAB.	39
Figura 14 – Tensões e corrente no <i>link</i> CA para a modulação SPS.	40
Figura 15 – Região de ZVS para a modulação SPS.	42
Figura 16 – Formas de onda de tensão e corrente para modulação triangular: (a) $d < 1$, (b) $d > 1$	43
Figura 17 – Formas de onda de tensão e corrente para modulação trapezoidal: (a) $d < 1$, (b) $d > 1$	44
Figura 18 – Transição natural entre as modulações triangular e trapezoidal.	45
Figura 19 – Topologia OP-DAB: alimentações independentes e saídas conectadas em paralelo.	46
Figura 20 – Visão geral do MPC aplicado no controle de tensão do conversor DAB.	48
Figura 21 – Visão geral do MPC aplicado no controle de corrente do conversor DAB.	49
Figura 22 – Diagrama de controle: (a) Controle de tensão, (b) Controle de corrente	49
Figura 23 – Bancada experimental construída no LEPAC (UFES).	51
Figura 24 – Tensão e corrente no <i>link</i> CA do conversor DAB: (a) Protótipo, (b) Simulado.	52
Figura 25 – Resposta ao degrau no LVDC: (a) Protótipo, (b) Simulado.	53
Figura 26 – Comportamento no LVDC à variação de carga: (a) Protótipo, (b) Simulado.	53
Figura 27 – Topologia de um SST com configuração ISOP.	57
Figura 28 – Topologia de estágio CA-CC usada no SST: FB conectada em série.	58
Figura 29 – Topologia típica de um VSI com filtro LC.	60
Figura 30 – Sinais de referência da malha de controle principal.	63
Figura 31 – Visão geral do modelo de controle preditivo e do circuito de potência do retificador.	63

Figura 32 – Visão geral do modelo de controle preditivo usado no VSI.	64
Figura 33 – Rejeição do SST às perturbações na rede: (a) compensação do Fator de Potência, (b) carga não linear na rede de baixa tensão.	66
Figura 34 – Rejeição do SST às perturbações na rede: (a) afundamento de tensão após um defeito trifásico no MVAC, (b) afundamento de tensão após um defeito monofásico no MVAC.	67
Figura 35 – Rejeição do SST às perturbações na rede: (a) Injeção de energia renovável no lado CC de baixa tensão, (b) Mudança abrupta de potência em uma estação de carregamento rápido de veículos elétricos no lado CC de baixa tensão. . .	68
Figura 36 – Assistência no ajuste da tensão do MVCA: (a) sem compensação de reativo, (b) com compensação de reativo	69
Figura 37 – Topologia ANPC-DAB.	71
Figura 38 – Tensão e pulsos de disparo nos interruptores para ambos os lados do conversor.	72
Figura 39 – Algoritmo de seleção da modulação: Triangular ou Trapezoidal.	73
Figura 40 – Visão geral do controle AMPC.	75
Figura 41 – Fluxograma do controle AMPC.	76
Figura 42 – Simulação em tempo real para avaliar o RPTF.	78
Figura 43 – Resposta em frequência do AMPC: análise RPTF.	78
Figura 44 – Modelo para cálculo de impedância de saída.	79
Figura 45 – Simulação em tempo real para avaliar o RPC.	80
Figura 46 – Resposta em frequência do AMPC: análise RPC.	80
Figura 47 – Comportamento da tensão de saída para parâmetros de variação: (a) indutância L , (b) capacitância C_3	81
Figura 48 – Verificação da eficácia de G_2	82
Figura 49 – <i>Setup</i> experimental para validação do AMPC.	84
Figura 50 – Formas de onda de $v_{ca1}(t)$, $v_{ca2}(t)$ e $i_L(t)$: (a) controle MPC, (b) controle AMPC.	85
Figura 51 – Formas de onda de $v_{ca1}(t)$, $v_{ca2}(t)$ e $i_L(t)$: (a) Controle MPC, (b) Controle AMPC.	86
Figura 52 – Desempenho do AMPC sob um <i>step</i> de carga.	87
Figura 53 – Desempenho do MPC sob um <i>step</i> de carga.	88
Figura 54 – Desempenho do AMPC sob um <i>step</i> de V_{ref}	89
Figura 55 – Desempenho do MPC sob um <i>step</i> de V_{ref}	89

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação entre os controles apresentados.	33
Tabela 2 – Parâmetros do conversor DAB e do MPC.	50
Tabela 3 – Parâmetros dos conversores utilizados no SST.	65
Tabela 4 – Sequências de comutação do conversor 3L-ANPC.	72
Tabela 5 – Parâmetros do conversor DAB.	77
Tabela 6 – Análise quantitativa da tensão de saída.	81
Tabela 7 – Especificações do transformador.	83
Tabela 8 – Perdas globais em ANPC-DAB para controle AMPC e MPC.	86
Tabela 9 – Resultados da etapa de carga: comparação de AMPC × MPC.	88
Tabela 10 – Resultados da etapa de tensão: comparação de AMPC e MPC.	88

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AMPC	Adaptive Model Predictive Control
ANPC	Active Neutral Point Clamped
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCS-MPC	Continuous Control Set MPC
CMC	Current Mode Control
COBEP	Brazilian Power Electronics Conference
DAB	Dual Active Bridge
DC/DC	Direct Current / Direct Current
DPS	Dual Phase-Shift
EMI	Eletromagnetic Interference
EPS	Extended phase-shift
ESS	Energy Storage System
EV	Electric Vehicle
FACTS	Flexible AC Transmission Systems
FB	Fullbridge
FCS-MPC	Finite Control Set–Model Predictive Control
FFCC	Feedforward Current Control
FLL	Frequency Locked Loop
FPGA	Field Programmable Gate Array
FREEDM	Future Renewable Electric Energy Delivery and Management
FRS-DAB	Front and Rear End Switch DAB
GaN	Nitreto de Gálio (Gallium Nitride)
GEISER	Ingeniería Electrónica Aplicada a Sistemas de Energías Renovables
HFT	High Frequency Transformer
HIL	Hardware-In-the-Loop
HV	High Voltage
HVDC	High Voltage Direct Current
IBDC	Isolated Bidirectional DC/DC
IEC	International Electrotechnical Commission

IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IPOS	input parallel-output series
ISOP	input series-output parallel
ISOS	input series-output series
KKT	algoritmo de otimização Karush-Kuhn-Tucker
LC	Filtro indutivo-capacitivo
LEPAC	Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos
LVAC	Low Voltage Alternating Current
LVDC	Low Voltage Direct Current
MAE	Mean Absolute Error
MATLAB®	MATrix LABoratory
MDCS-MPC	Moving Discretized Control Set MPC
MFT	Medium Frequency Transformer
MG	Microgrid
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
MPC	Model Predictive Control
MT	Média Tensão
MVAC	Voltage Alternating Current
NPC	Neutral Point Clamped
OCFF	Output Current Feedforward
OP-DAB	Output Parallel DAB
PETT	Power Electronic Traction Transformer
PI	Controle Proporcional - Integral
PID	Controle Proporcional - Integral - Derivativo
PWM	Pulse Width Modulation
RES	Renewable Energy Source
RPC	Rejeição de Perturbação de Carga (
RPTF	Rejeição de Perturbação de Tensão de Fonte
SBSE	Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos
SiC	Carbeto de Silício (silicon carbide)

SISO	Single Input Single Output
SMC	Sliding Mode Control
SOGI	Second Order Generalized Integrator
SPS	Single-Phase Shift
SST	Solid State Transformers
TPS	Triple Phase Shift
UPS	Uninterruptible Power Supply
V2G	Vehicle-to-Grid
VDPC	Virtual Direct Power Control
VSI	Voltage Source Inverter
ZCS	Zero Current Switching
ZVS	Zero Voltage Switching

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	PROBLEMA	19
1.2	PROPOSTA DE ESTUDO E CONTRIBUIÇÕES	19
1.3	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	21
2	ESTADO DA ARTE	22
2.1	TOPOLOGIAS UTILIZADAS NO CONVERSOR DAB	24
2.2	MODULAÇÕES UTILIZADAS NO DAB	28
2.3	CONTROLE DO CONVERSOR DAB	30
2.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	34
3	MODELO MATEMÁTICO DO CONVERSOR DAB	35
3.1	MODELO DISCRETO DE TENSÃO E COMPENSAÇÃO DE DELAY	39
3.2	MODULAÇÕES	40
3.2.1	Modulação SPS	40
3.2.2	Modulações Triangular e Trapezoidal	41
3.3	PROJETO DOS ELEMENTOS PASSIVOS DO CONVERSOR DAB	45
4	MPC APLICADO AO CONVERSOR DAB COM LIGAÇÃO MODULAR	46
4.1	PROPOSTA DE CONTROLE	47
4.2	METODOLOGIA	50
4.3	RESULTADOS	51
4.3.1	Esforço Computacional	51
4.3.2	Resposta em Regime Permanente	51
4.3.3	Resposta em Regime Transitório	52
4.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	54
5	ESTUDO DE CASO: APLICAÇÃO DO MPC EM UM TRANSFORMA- DOR DE ESTADO SÓLIDO - SST	56
5.1	TOPOLOGIA E MODELO MATEMÁTICO DO SST	57
5.1.1	Modelo do estágio CA-CC com compensação de atraso	57
5.1.2	Modelo do estágio CC-CA com compensação de atraso	59
5.2	CONTROLE MPC PROPOSTO	61
5.2.1	Controle do Retificador	61
5.2.2	Controle do DAB	63
5.2.3	Controle do Inversor (VSI)	64
5.3	METODOLOGIA E RESULTADOS	64
5.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	69
6	ADAPTIVE MODEL PREDICTIVE CONTROL - AMPC	70

6.1	TOPOLOGIA	71
6.1.1	Estados de Chaveamento do ANPC-DAB	71
6.2	CONTROLE PROPOSTO	72
6.2.1	Compensação de erro e função custo	73
6.2.2	Fluxograma do controle AMPC	75
6.3	METODOLOGIA	76
6.4	ANÁLISE DE PERFORMANCE	77
6.4.1	Rejeição de Perturbação de Tensão de Fonte (RPTF)	77
6.4.2	Rejeição de Perturbação de Carga (RPC)	79
6.4.3	Variações nos Parâmetros do Circuito	80
6.4.4	Análise da função custo	82
6.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	82
6.5.1	Hardware Utilizado	83
6.5.2	Esforço Computacional	84
6.5.3	Análise de Estado Estacionário	85
6.5.4	Análise Transiente	87
6.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	89
7	CONCLUSÃO	92
	REFERÊNCIAS	95
	APÊNDICE A – PUBLICAÇÕES RESULTANTES DA TESE	104

1 INTRODUÇÃO

O início do século XX foi marcado pela utilização da eletricidade tendo como protagonistas grandes nomes como Thomas Edison e Nikola Tesla. A invenção do transformador possibilitou a expansão das redes de distribuição em Corrente Alternada (CA), pois permitia alterar os níveis de tensões de maneira relativamente simples. A principal barreira encontrada em trabalhar com a Corrente Contínua (CC) era a dificuldade em realizar essas conversões, inviabilizando por muito tempo a utilização dessa tecnologia em sistemas de altas potências.

Com o avanço dos dispositivos semicondutores de potência e da eletrônica de potência, tornou-se possível, não apenas operar com conversões CC, mas operar com conversão de potência em alta tensão (HV - *High Voltage*) e alta corrente com baixas perdas. A última geração de dispositivos semicondutores de potência baseados em materiais compostos, como carbeto de silício (SiC) ou nitreto de gálio (GaN), tem permitido o aprimoramento da eficiência e a densidade de potência transmitidas pelos conversores de eletrônica de potência.

Nas redes elétricas modernas, a maioria dos componentes, sejam eles fontes ou cargas, estão conectados à rede de distribuição por meio de conversores de potência, tendo como propostas aprimorar a confiabilidade e a estabilidade da rede de distribuição elétrica. Entre essas soluções destacam-se os filtros ativos, os sistemas FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*), os transformadores de estado sólido (SST - *Solid State Transformers*) e os disjuntores eletrônicos.

Além disso, o forte apelo para o desenvolvimento ambientalmente sustentável coloca as fontes de energia renovável em destaque, fazendo o setor de energia elétrica observar uma crescente participação dessas fontes em suas redes de distribuição (Impram; Nese; Oral, 2020). O setor de transporte também vem apresentando mudanças, com previsão de grande demanda para os próximos anos e crescente penetração do carregamento de veículos elétricos na rede. As mudanças simultâneas nesses setores exigem uma transformação no paradigma do sistema de energia elétrica.

Essa recente transformação está exigindo uma reorganização das concessionárias de energia elétrica (Burmester et al., 2017). As fontes de energia renovável estão mais próximas dos consumidores, promovendo uma geração pulverizada e estocástica para a rede de distribuição, diferente de como era no passado, em que grandes fontes de geração forneciam energia para os sistemas de transmissão de forma unidirecional, distantes dos centros de consumo.

Os requisitos deste novo modelo de sistema elétrico incluem uma resposta rápida a transientes de carga e geração, a capacidade de operar com fluxo de energia bidirecional, além do aumento da confiabilidade e eficiência do sistema. Para lidar com esse novo modelo, as redes inteligentes (*smart grids*), têm sido apontadas como uma solução promissora. As *smart grids* foram desenvolvidas com o objetivo de gerenciar esse sistema de energia elétrica integrado com uma estrutura robusta de comunicação e funções computacionais inteligentes para controlar o fluxo de energia de maneira rápida e precisa (Alcântara, 2011).

A gestão local e personalizada das *smart grid* é alcançada por meio das microrredes (MG

–*Microgrid*). As MG's são sistemas de energia elétrica em pequena escala contidos em uma determinada região. Elas envolvem geração, consumo e armazenamento de energia, conectadas à rede principal por meio de um ponto de acoplamento comum (Parhizi et al., 2015). As MG's têm a capacidade de trocar energia com a rede de distribuição, fornecendo ou consumindo energia, e também podem se isolar em caso de falhas. A implementação dessa tecnologia permite uma operação confiável da rede elétrica mesmo na presença de fontes e cargas de energia não controladas, e aumenta a eficiência do sistema pela otimização da utilização dos recursos naturais (Aghaei; Alizadeh, 2013).

Quando foram propostas, esperava-se que as MG's funcionassem com distribuição CA, no entanto, devido à grande presença de cargas CC e a facilidade que essas redes possuem em integrar os sistemas de energias renováveis (RES – *Renewable Energy Source*) e sistemas de armazenamentos de energia (ESS – *Energy Storage System*), a distribuição CC tem sido considerada em aplicações comerciais e residenciais (Dragičević et al., 2015). Além disso, as MG's com distribuição CC têm maior eficiência, melhor capacidade de transporte de corrente e melhor resposta dinâmica em comparação aos sistemas CA convencionais (Dragičević et al., 2015).

Nessas MG's, o conversor CC/CC bidirecional e isolado (IBDC - *Isolated Bidirectional DC/DC*) tem papel fundamental: esse conversor exerce a função de realizar a interface entre o ESS e o barramento CC, controlando e otimizando a operação de ambos. A característica de isolamento galvânica é adotada principalmente por razões de segurança e confiabilidade, evitando que falhas no barramento atinjam diretamente o ESS e mitigando problemas relacionados a correntes de fuga ou de terra, conforme recomendado pela IEC 62933-5-2 (para sistemas de armazenamento de energia) e pela IEC 62477-1 (requisitos de segurança para conversores).

Além disso, esses conversores podem ser integrados em série/paralelo para funcionar na arquitetura de um SST, que gerencia o fluxo de energia entre a MG e a rede de distribuição principal. Existem várias topologias de IBDC, dentre as quais podem ser citadas: conversor bidirecional ressonante, *dual flyback*, *dual-Cuk*, *dual push-pull* e o conversor DAB - *Dual Active Bridge* (Zhao et al., 2013).

O conversor DAB tem se destacado para as aplicações em ESS e MG's, sendo apresentado originalmente em 1991 por De Doncker (Doncker; Divan; Kheraluwala, 1991) e tornando-se uma das topologias mais promissoras pelas seguintes razões (Shao et al., 2019): fluxo de potência bidirecional autoajustável, ideal para SSTs e ESS's em MG's que frequentemente requerem mudanças rápidas na direção do fluxo de potência; ampla faixa de ganho de conversão de tensão, essencial para interligar ESS's, como baterias ou supercapacitores, cujas tensões podem variar significativamente sob diferentes estados de carga; capacidade de comutação a zero de tensão (ZVS – *Zero Voltage Switching*), capaz de alcançar alta eficiência com controle adequado; isolamento galvânica entre a entrada e saída do conversor; alta densidade de potência.

Considerando as diversas aplicações possíveis dos conversores DAB, é crucial discutir as metodologias de controle associadas a este dispositivo. Dentre as técnicas modernas de

controle, o Controle Preditivo por Modelo (MPC - *Model Predictive Control*) emerge como uma abordagem promissora para aplicação em conversores de potência (Rodriguez; Cortes, 2012). O MPC considera explicitamente as restrições do sistema, como limitações de tensão e corrente, assim como suas não linearidades (Aguilera; Lezana; Quevedo, 2012).

1.1 PROBLEMA

Embora técnicas de controle clássico, como PI ou PID, sejam amplamente utilizadas em conversores de eletrônica de potência, elas apresentam limitações quando aplicadas a sistemas multivariáveis e restritos, pois não consideram de forma direta as restrições de corrente, tensão ou saturação dos atuadores, além de geralmente necessitarem de estágios adicionais de modulação. Nesse contexto, o MPC surge como uma alternativa atrativa por lidar naturalmente com múltiplas variáveis de controle, incorporar restrições físicas no problema de otimização e prever o comportamento futuro do sistema, o que resulta em melhor desempenho dinâmico.

Entretanto, a aplicação do MPC em conversores de potência enfrenta um desafio significativo: o elevado esforço computacional necessário para sua implementação em tempo real. A cada período de amostragem, é preciso resolver um problema de otimização que envolve prever a dinâmica do sistema e avaliar a função custo para todas as possíveis combinações de estados de chaveamento (Bacha et al., 2014) (Rodriguez; Cortes, 2012).

Estudos recentes indicam que a complexidade da implementação do MPC pode limitar sua aplicação prática, devido à exigência de processadores de alta velocidade e algoritmos de otimização eficientes para cumprir com os requisitos de tempo real (Cortés et al., 2008) (Vazquez; Wheeler et al., 2019). Em sistemas com muitas variáveis de estado e restrições pode haver uma sobrecarga computacional ainda maior, impactando a capacidade do controlador em responder a mudanças nas condições operacionais (Vazquez et al., 2016). A literatura aponta para a necessidade de desenvolver estratégias de simplificação e métodos de redução de complexidade, como o uso de modelos preditivos simplificados ou técnicas de otimização aproximada, para tornar o MPC mais viável para aplicações práticas em conversores de potência (Gutierrez; Kwak, 2018) (Geyer, 2016).

1.2 PROPOSTA DE ESTUDO E CONTRIBUIÇÕES

Considerando as limitações do MPC no que tange ao processamento em tempo real, especialmente em aplicações que envolvem conversores com um número significativo de estados e restrições temporais para cálculos de otimização, esta tese propõe uma técnica de controle MPC que permite a aplicação em topologias complexas construídas com o conversor DAB. Este estudo investiga duas topologias distintas de conversores DAB, cada uma direcionada a aplicações específicas.

A primeira topologia explorada é concebida para aplicação em SST. Esta abordagem visa suprir a demanda de fluxo de energia de uma MG utilizando um SST. A aplicação do MPC nesse

contexto leva em consideração a capacidade de expansão do número de conversores, assegurando que o controle preditivo possa ser implementado de maneira eficaz em sistemas de grande escala.

Os testes são conduzidos por meio da análise da distribuição de carga entre os conversores DAB e desempenho da tensão no barramento de baixa tensão (LVDC - *Low Voltage Direct Current*) sob condições transitórias e em estado estacionário.

A estratégia proposta consiste em implementar o controle de forma modular, em que um conversor é utilizado para regular a tensão no barramento enquanto os outros são controlados para garantir uma distribuição equitativa de potência entre todos os conversores, permitindo, assim, que o MPC opere em sistemas complexos sem comprometer a capacidade de realizar cálculos em tempo real. O controle proposto foi validado em um protótipo de pequena escala 2 kW - 20 kHz - 140 V / 140 V, desenvolvido no Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (LEPAC) da Universidade Federal do Espírito Santo.

Além disso, foi realizada uma simulação em tempo real de um SST trifásico totalmente controlado por MPC. Normalmente, os estudos encontrados na literatura demonstram o desempenho de cada etapa do SST de forma separada: na etapa CA-CC (Campos et al., 2021; Vasiladiotis et al., 2011), na etapa CC-CC (Shao et al., 2021) e na etapa CC-CA (Zheng et al., 2020; Oliveira et al., 2020). No entanto, o presente estudo apresenta a análise de toda a estrutura funcionando simultaneamente, evidenciando as interações entre todas as etapas do SST, o desacoplamento entre as etapas de controle e mostrando que a carga computacional do MPC não está diretamente relacionada ao tamanho do SST. O desempenho do SST é avaliado tanto em regimes estacionários quanto em regimes transitórios.

A segunda topologia aborda a aplicação do conversor DAB em sua forma natural, com foco na melhoria de sua eficiência. Para isso, foi empregada a topologia multinível ANPC (*Active Neutral Point Clamped*) na ponte primária do conversor, permitindo que ele opere em tensões elevadas. Quando o conversor DAB opera fora da sua região nominal, suas características de ZVS não se mantêm, provocando perda de eficiência. Para resolver esse problema, foi proposto o controle preditivo de modelo adaptativo (AMPC - *Adaptive Model Predictive Control*), aproveitando o aumento de graus de liberdade permitido pelo conversor DAB.

Em contraste com as modulações complexas e sofisticadas apresentadas na literatura, este estudo investiga as modulações trapezoidal e triangular (Schibli, 2000), que permitem estender naturalmente a região de operação em *soft-switching* do DAB, tanto na operação *buck* quanto na operação *boost* (Hu; Cui; Doncker, 2021). Sua aplicação adequada pode estender o número de comutações suaves para quatro (trapezoidal) ou seis (triangular) de um total de oito em um ciclo, mesmo durante a operação com cargas reduzidas.

Além disso, foi feito um esquema de compensação de atraso para o AMPC; testes com rejeição de perturbações de carga; uma função custo aprimorada que considera a descarga dos capacitores na topologia ANPC; um estudo quantitativo da influência da variação de parâmetros do conversor na resposta do conversor e análises em regimes permanentes e transitórios.

O AMPC foi validado em um protótipo de pequena escala 8 kW - 20 kHz - 800 V / 400

V, desenvolvido nos laboratórios do grupo de pesquisa GEISER (*Ingeniería Electrónica Aplicada a Sistemas de Energías Renovables*) da Universidade de Alcalá de Henares, na Espanha.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

A tese está organizada da seguinte forma: no Capítulo 2, é apresentado o estado da arte, discutindo os estudos atuais sobre o tema da tese. No Capítulo 3, é introduzido o modelo matemático do conversor DAB, incluindo a equação discreta da tensão de saída, a compensação de atraso e as modulações utilizadas nesta pesquisa. No Capítulo 4, é demonstrada a aplicação do MPC em uma topologia modular de conversor DAB que pode ser aplicada em um SST. Dando continuidade à proposta de modularidade do controle preditivo, no Capítulo 5 é apresentado os resultados da simulação em tempo real do SST trifásico totalmente controlado por MPC. No Capítulo 6, é discutido o AMPC aplicado a um DAB com a topologia multinível ANPC na ponte primária, sendo apresentados diversos estudos para o AMPC. Por fim, são expostas as conclusões e considerações finais desta tese.

2 ESTADO DA ARTE

O conversor DAB foi proposto em 1991 por Doncker (Doncker; Divan; Kheraluwala, 1991) com o objetivo de realizar conversões CC-CC isoladas de alta eficiência e alta densidade de potência. Este conversor é muito atrativo para diversas aplicações devido à sua bidirecionalidade no fluxo de potência, facilidade de operação em modo *buck* ou *boost*, e por possuir isolamento galvânico entre a entrada e a saída do conversor.

Na literatura, encontram-se diversas aplicações para o conversor DAB. Huang (Huang et al., 2010) aborda a integração de fontes de energia renovável e dispositivos de armazenamento de energia em um sistema de distribuição de energia elétrica FREEDM (*Future Renewable Electric Energy Delivery and Management*). O conversor DAB é utilizado em um SST, que permite a conexão de sistemas de energia distribuída, facilitando a integração entre fontes de energia renovável, dispositivos de armazenamento de energia e cargas dos consumidores. Na Figura 1 é apresentado um exemplo de SST que integra fontes renováveis e interconecta redes CC.

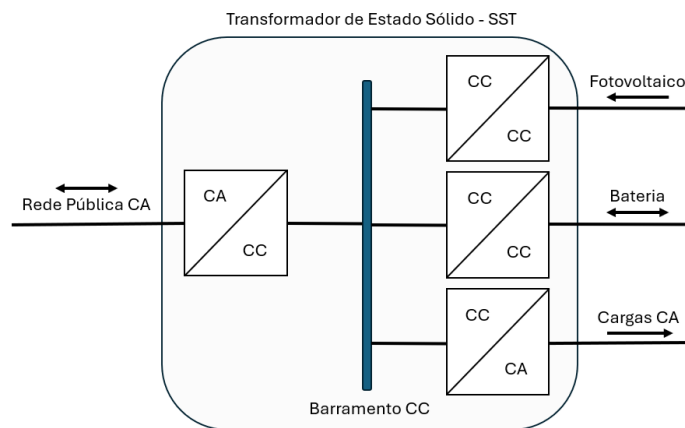


Figura 1 – Exemplo de topologia de SST que integra fontes renováveis e interconecta redes CC.

Ainda no âmbito do SST, Zhao e Shao propõem em seus estudos a utilização do DAB de maneira modular para conectar redes CC de diferentes níveis de tensões. Esta proposta utiliza o conceito de modularidade multinível para melhorar a eficiência, a confiabilidade e a capacidade de lidar com falhas em sistemas de corrente contínua de alta tensão (HVDC - *High Voltage Direct Current*) (Zhao et al., 2016b). Em (Shao et al., 2017) o conversor DAB foi utilizado devido a sua capacidade em fazer o isolamento elétrico entre sistemas HVDC, capacidade de transferência de energia bidirecional e estrutura modular e simétrica.

Em sistemas de tração ferroviária, o conversor DAB tem sido aplicado no transformador de tração eletrônico (PETT - *Power Electronic Traction Transformer*), oferecendo uma considerável redução de peso em comparação com os transformadores de linha convencionais. Esta redução de peso é crucial para aplicações ferroviárias, em que o peso é um fator crítico (Dujic et al., 2013). Além disso, o PETT proporciona maior flexibilidade e controle sobre a energia fornecida aos motores de tração, permitindo uma operação mais eficiente e adaptável às demandas variáveis (Zhao et al., 2013). Também melhora a qualidade da energia fornecida à

linha de tração, reduzindo distúrbios e aumentando a estabilidade do sistema (Dujic et al., 2013) (Zhao et al., 2013). Na Figura 2 é apresentado um exemplo de topologia utilizada em sistemas de tração ferroviária.

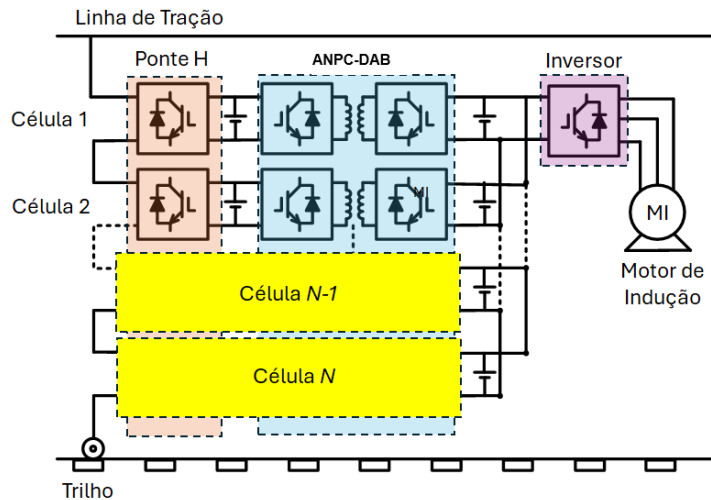


Figura 2 – Exemplo de topologia utilizada em sistemas de tração ferroviária.

O conversor DAB também se destaca como uma solução promissora para carregadores de bateria a bordo em veículos elétricos (EV - *Electric Vehicle*). Em (Xue et al., 2015), é proposta uma topologia que consiste em um estágio CA-CC, formado por uma ponte H (FB - *Fullbridge*), controlado para garantir que a rede pública perceba o carregador com fator de potência unitário e para regulação do barramento CC. O estágio CC-CC, formado pelo conversor DAB, é utilizado para realizar o carregamento da bateria. O foco deste trabalho é o desenvolvimento de um carregador de bateria para EV híbridos *plug-in*, com ênfase na redução do *ripple* de corrente de carga.

Além disso, o conversor DAB é um forte candidato para ser utilizado em EV's que possuam a função veículo-para-rede (V2G - *Vehicle-to-Grid*). Esse conceito permite que as baterias dos EV's sejam usadas não apenas para armazenar energia para a locomoção, mas também para fornecer energia de volta à rede elétrica quando necessário, contribuindo significativamente para a estabilização e a gestão da demanda energética (Lu et al., 2017) (Tan; Ramachandaramurthy; Yong, 2016). Em outras palavras, a função V2G depende de uma interação bidirecional eficaz entre veículos elétricos e a rede elétrica, na qual o conversor DAB desempenha um papel crucial ao garantir a eficiência e a confiabilidade desse processo.

Outra aplicação que demanda bidirecionalidade no fluxo de potência é nos sistemas de armazenamento de energia (Inoue; Akagi, 2007). No estudo apresentado por (Zhang; Huang; Xiao, 2020), é abordado o projeto e controle de um conversor DAB para sistemas ESS, utilizando um capacitor de camada dupla como elemento de armazenamento. Uma grande vantagem do uso do conversor DAB no estágio CC-CC é sua capacidade de carregar o banco de capacitores de zero até a tensão nominal sem a necessidade de um circuito externo de pré-carga.

Em (Cho et al., 2015), é apresentada a aplicação do conversor DAB em fontes de alimentação ininterrupta (UPS - *Uninterruptible Power Supply*), alcançando uma eficiência de 94,2%, o que representa uma melhoria significativa em relação aos métodos tradicionais. Na Figura 3(a) é mostrado a topologia tradicional usada nas UPS, enquanto na Figura 3(b) é apresentado a topologia utilizando o conversor DAB.

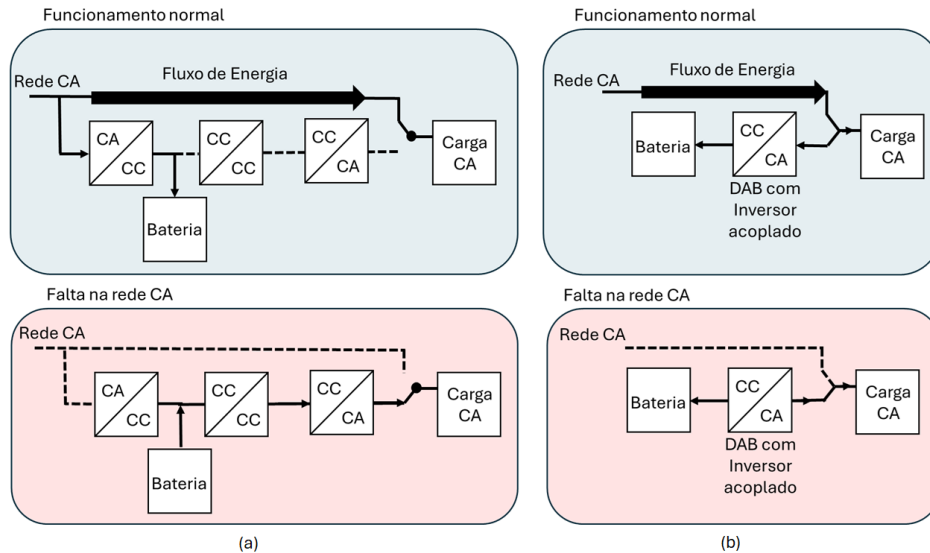


Figura 3 – Funcionamento de um sistema UPS com e sem falha na rede CA: (a) Topologia tradicional, (b) Topologia utilizando o conversor DAB.

Outras aplicações do conversor DAB foram descritas na literatura, incluindo conversores de interface para turbinas eólicas (Gammeter; Krismer; Kolar, 2015) e emuladores de carga (Kanaan; Caron; Al-Haddad, 2013). Em termos de eficiência energética, o uso de dispositivos de Nitreto de Gálio (GaN) atingiu uma eficiência máxima de 97,5% em um protótipo de conversor DAB operando a 1MHz, com potência de 1,2kW e tensão de 400V, conforme relatado em (Zhang; Huang; Xiao, 2020). Da mesma forma, utilizando dispositivos de Carboneto de Silício (SiC), um protótipo de DAB com capacidade de 200kW e tensão de 1500V alcançou uma eficiência máxima de 99,6% (Xu et al., 2020b) (Xu et al., 2020a).

2.1 TOPOLOGIAS UTILIZADAS NO CONVERTOR DAB

O conversor DAB consiste em duas pontes ativas interligadas por um transformador de média (MFT – *Medium Frequency Transformer*) ou alta frequência (HFT – *High Frequency Transformer*) e, em alguns casos, um indutor externo ligado em série para o caso de a indutância de dispersão do transformador não ser suficientemente grande para transmitir a potência projetada para o DAB. Para que haja transferência de potência entre as duas pontes ativas, é necessário um controle preciso das fases e das formas de onda das tensões nas pontes. Na Figura 4, é apresentada uma topologia genérica do conversor DAB.

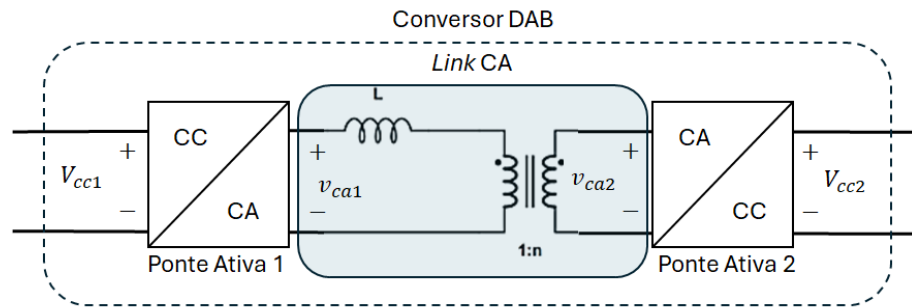


Figura 4 – Topologia genérica do conversor DAB.

Quando a potência é transferida da ponte ativa 1 para a ponte ativa 2, a ponte ativa 1 opera como um inversor, convertendo a tensão CC em uma tensão CA de alta frequência. Esta tensão CA é transmitida por meio do *link* CA, formado pelo transformador e pelo indutor em série, que conecta as duas pontes ativas. O transformador proporciona isolamento galvânico e pode ajustar os níveis de tensão entre as pontes, conforme necessário. Ao ser aplicada à ponte ativa 2, a tensão CA de alta frequência é convertida de volta para tensão CC, com a ponte ativa 2 atuando como um retificador. Caso o fluxo de energia ocorra na direção oposta, as funções das pontes ativas são invertidas: a ponte ativa 2 opera como inversor e a ponte ativa 1 atua como retificador.

Diversas topologias podem ser utilizadas nas pontes ativas do conversor DAB, cada uma com características específicas que atendem a diferentes requisitos de aplicação. Em (Li et al., 2023), as topologias são classificadas em módulos de ponte completa, meias pontes e variantes modificadas, cada uma oferecendo distintas vantagens e desvantagens em termos de eficiência, complexidade e custo de implementação.

A escolha entre a topologia de meia ponte e ponte completa depende da aplicação desejada. Em aplicações de menor complexidade, a topologia de meia ponte é frequentemente preferida devido ao menor número de componentes, facilidade de implementação e custo reduzido. Na meia ponte, a tensão na parte CA é a metade da tensão do barramento CC de entrada (Kim; Cha, 2021), o que reduz a capacidade de processamento de energia dessa topologia em comparação com a ponte completa. Em contrapartida, a ponte completa é capaz de sintetizar uma tensão CA igual à tensão do barramento CC, permitindo uma maior transferência de potência e a capacidade de atender a uma gama mais ampla de aplicações. Na Figura 5, são apresentadas as topologias clássicas de ponte completa e meia ponte, incluindo a ponte H, *Neutral Point Clamped* (NPC) e o *Active NPC* (ANPC).

Algumas variações na topologia para aplicação no conversor DAB são sugeridas na literatura com o objetivo de melhorar o desempenho e a eficiência do conversor. Em (Karthikeyan; Gupta, 2017), foi proposta a adição de interruptores ativos com diodo antiparalelo na entrada e saída do conversor, estrutura denominada *Front and Rear End Switch DAB* (FRS-DAB). O diodo tem a função de bloquear o fluxo indesejado de potência reativa entre as pontes - *backflow*, enquanto o interruptor ativo pode ser acionado para garantir o fluxo bidirecional de potência.

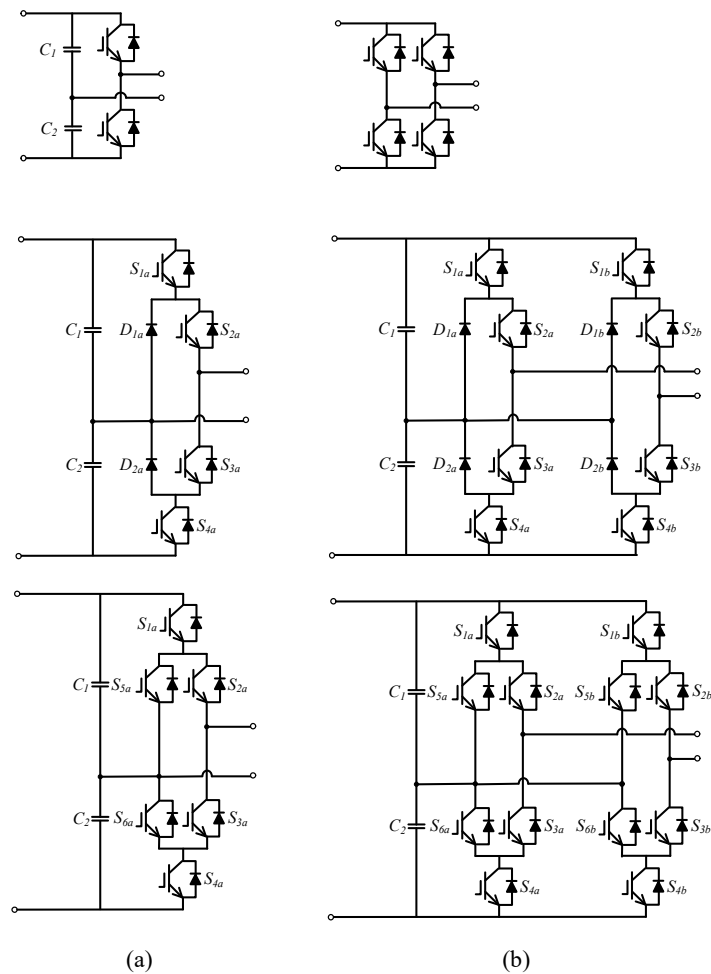


Figura 5 – Topologias em ponte H, NPC e ANPC: (a) Meia ponte, (b) Ponte completa.

As estruturas *T-Type Bridge* (Higa et al., 2015), *Hybrid Bridge* (Zhang et al., 2022) (Wang et al., 2020), *Current Fed* (Peng et al., 2004) e *Modular Multilevel Converter Bridge* (Kenzelmann et al., 2014) (Zhao et al., 2016a) (Zhang et al., 2020b) são exemplos de estruturas modificadas aplicadas ao DAB.

A topologia em ponte H é a mais comumente encontrada na literatura para aplicação no conversor DAB. Apesar das diversas vantagens apresentadas pela ponte H, ela é incapaz de lidar com alta potência e alta tensão, sendo seu uso limitado ao desenvolvimento da tecnologia de semicondutores.

Uma alternativa para lidar com altas potências é a utilização de estruturas multinível. Diversas topologias de três níveis (3L – *Three Level*) foram aplicadas ao conversor DAB: Capacitor Flutuante (*Flying Capacitor*) (Higa; Itoh, 2015), NPC e ANPC (Gu et al., 2019).

A topologia NPC ainda é amplamente empregada no setor industrial, especialmente para a operação de motores elétricos de média tensão (Nabae; Takahashi; Akagi, 1981). No entanto, o conversor 3L-NPC apresenta algumas limitações que afetam seu desempenho. Alguns dos interruptores devem suportar tensões mais elevadas do que outras (Bruckner; Bernet; Guldner, 2005), e a perda de potência em cada semicondutor é altamente desequilibrada (Bruckner; Bernet;

Guldner, 2005).

Para superar esses problemas, o conversor ANPC foi proposto. Ele substitui os diodos de grampeamento por interruptores ativos, gerando estágios de comutação redundantes que permitem reduzir o desequilíbrio das perdas em cada interruptor e equalizar a tensão nas mesmas, aumentando, assim, a capacidade de processamento de potência do conversor (Bruckner; Bemmet, 2001).

A literatura apresenta estudos sobre as possíveis comutações na topologia ANPC aplicada ao conversor DAB (ANPC-DAB) para a distribuição de perdas entre os interruptores do conversor. Alguns estados que envolvem a transição entre o caminho da corrente por meio do diodo de grampeamento e o caminho por meio do interruptor ativo do conversor são apresentados em (Gu et al., 2019). Em (Enjeti; Jakkli, 1992), é apresentada uma proposta de modulação que minimiza o número de ações de comutação, evitando a comutação com perdas (*hard switching*) em alguns interruptores específicos. Em (Kumar; Akin; Gohil, 2021), é avaliada a interferência eletromagnética (EMI - *Electromagnetic Interference*) causada pela ZVS no conversor ANPC-DAB.

Outra abordagem para lidar com altas potências é a conexão de conversores em uma configuração série-paralelo para formar módulos que compartilham tanto a tensão quanto a potência total. A solução modular apresenta várias vantagens, como por exemplo o baixo dv/dt (resultando em menor EMI), a possibilidade de empregar dispositivos padrão de baixa tensão, e a modularidade, permitindo a implementação de uma estratégia redundante para aumentar a tolerância a falhas e a disponibilidade (Mamede et al., 2017).

A configuração *input series-output parallel* (ISOP) (Hou et al., 2021) é aplicada em casos em que há altas tensões no lado da entrada do conversor e a necessidade de altas correntes na saída. Por outro lado, a configuração *input parallel-output series* (IPOS) (Lee; Jeung; Lee, 2019) é a situação inversa da configuração ISOP, sendo ideal quando se requer alta corrente na entrada e alta tensão na saída. A configuração *input series-output series* (ISOS) (Liu et al., 2024) é utilizada quando é necessário o processamento de energia em condições em que tanto a tensão de entrada quanto a de saída são elevadas.

Nos trabalhos de (Liu et al., 2017) (An et al., 2018), e (Hou; Li, 2019), é abordada a topologia OP-DAB (*Output Parallel DAB*). Trata-se de um conversor DAB com múltiplas portas na entrada e suas saídas conectadas em paralelo, conforme mostrado na Figura 6. Essa topologia é amplamente utilizada quando há um retificador com m pontes H conectadas em cascata, formando m saídas CC independentes. Cada saída CC das pontes H é então conectada às múltiplas portas de entrada do OP-DAB.

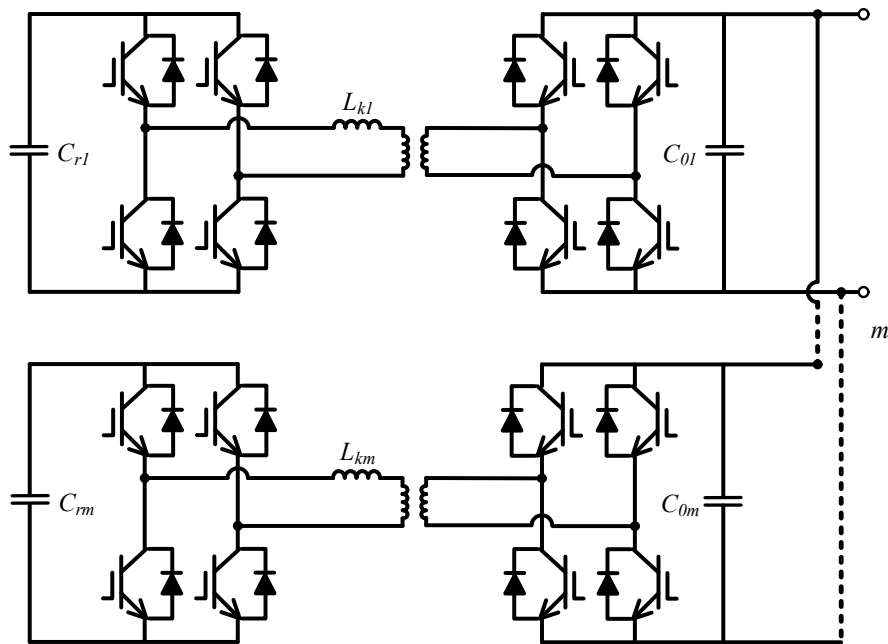


Figura 6 – Diagrama do sistema OP-DAB composto por m conversores DAB.

2.2 MODULAÇÕES UTILIZADAS NO DAB

Tradicionalmente, a modulação *Single-Phase Shift* (SPS) é utilizada em conversores DAB. Essa técnica se baseia no defasamento entre as tensões sintetizadas pelas pontes ativas para a transmissão de energia. A principal vantagem dessa estratégia é que ela permite o ZVS ao longo de uma ampla faixa de operação (Shi et al., 2018). No entanto, a obtenção da comutação suave torna-se particularmente desafiadora quando a relação de tensão entre entrada e saída se afasta da unidade, sendo essa dificuldade ainda mais acentuada em condições de carga leve.

Manter a comutação suave é fundamental para o funcionamento eficiente do conversor DAB, pois ele opera em alta frequência e as perdas por comutação aumentam com a frequência, causando não apenas uma queda drástica na eficiência, mas também o risco de superaquecimento e falha dos dispositivos.

Para superar esse problema, uma solução é utilizar diferentes técnicas de modulação que oferecem mais graus de liberdade. Na Figura 7, são apresentadas as formas de onda sintetizadas pelas pontes ativas, para a transmissão de energia por meio do *link CA* do conversor DAB, evidenciando os três graus de liberdade permitidos por esse conversor (δ - *Phase Shift*, τ_1 - PWM da ponte ativa 1 e τ_2 - PWM da ponte ativa 2).

Em (Zhao; Yu; Sun, 2011), foi proposto um controle para sistemas de microrredes (MGs) utilizando o *Extended-phase-shift* (EPS). Essa modulação opera em três níveis em uma ponte

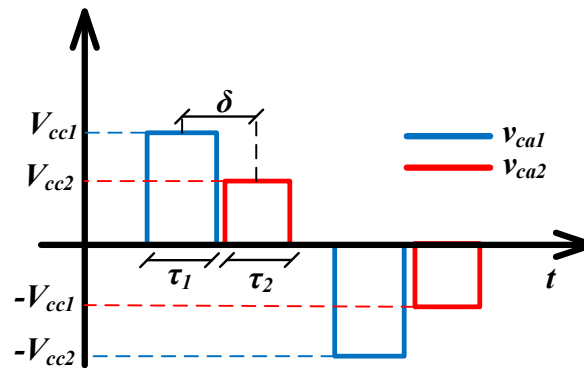


Figura 7 – Formas de onda no *link* CA do DAB.

do conversor, enquanto a outra utiliza um ciclo de trabalho de 50%. A modulação EPS não só expande a faixa de regulação da potência de transmissão e aumenta a flexibilidade de regulação, mas também reduz o estresse de corrente e melhora a eficiência do sistema através da redução do fluxo indesejado de potência reativa entre as pontes - *backflow* (Zhao; Yu; Sun, 2011) (Shi et al., 2018).

Devido aos dois graus de liberdade, o defasamento da tensão entre as pontes ativas (*phase shift*) e o PWM (*Pulse Width Modulation*) em uma das pontes, é necessário empregar métodos de otimização para determinar os pares ótimos de *phase-shift* e PWM. A desvantagem dessa estratégia é que o valor eficaz (RMS) da corrente no *link* CA do DAB ainda é elevado. Além disso, a EPS é geralmente implementada com tabelas de consulta, tornando sua aplicação em equipamentos reais bastante desafiadora (Hu; Cui; Doncker, 2021).

Outra técnica de modulação proposta na literatura é o *Dual Phase-Shift* (DPS). Essa modulação possui dois graus de liberdade: o *phase shift* e PWM ($\tau_1 = \tau_2 = \tau$). Nessa técnica, as pontes ativas do conversor utilizam três níveis de tensão com o mesmo ciclo de trabalho.

Conforme discutido em (Tiwari; Sarangi, 2019), o controle utilizando a modulação DPS resulta em uma redução significativa nas perdas por comutação e na corrente de pico a pico do indutor, aumentando a eficiência do conversor.

Adicionalmente, a aplicação da modulação DPS pode reduzir a corrente de partida (*inrush*) e a corrente em estado estacionário, melhorar a eficiência do sistema, aumentar a capacidade de potência em até 33% e minimizar a capacitância de saída em comparação com a modulação SPS tradicional (Bai; Mi, 2008).

No entanto, assim como ocorre com a modulação EPS, a implementação da modulação DPS é mais complexa do que a SPS. Ela requer o uso de controladores mais sofisticados e estratégias de otimização para a determinação dos valores ideais de *phase shift* e PWM.

Além das modulações apresentadas anteriormente, a modulação *Triple Phase-Shift* (TPS) oferece os três graus de liberdade. Semelhante à modulação DPS, a TPS utiliza três níveis

de tensão em ambas as pontes ativas do conversor, mas com ciclos de trabalho diferentes em cada ponte, proporcionando, assim, três graus de liberdade, suficientes para garantir um alto desempenho no conversor DAB. Os possíveis modos de operação, juntamente com suas formas de onda de corrente CA, são apresentados em (Calderon et al., 2017) (Lin et al., 2021) (Song et al., 2019). A utilização do algoritmo de otimização *Karush-Kuhn-Tucker* (KKT) para selecionar o *phase shift* e os ciclos de trabalho é discutida em (Huang et al., 2016).

Embora esse método apresente bons resultados, ele possui várias possibilidades de modos de operação, exigindo algoritmos de otimização complexos (Huang et al., 2016)(Tong et al., 2017)(Shao et al., 2019), podendo inviabilizar a implementação de um controle em tempo real.

Em contraste com as modulações complexas e sofisticadas apresentadas anteriormente, as modulações triangular e trapezoidal são propostas em (Schibli, 2000). O estudo em (Hu; Cui; Doncker, 2021) demonstra que essas modulações podem estender a operação de comutação suave do conversor DAB, tanto nas operações *buck* quanto *boost*. Essas modulações utilizam larguras de pulso diferentes de 50%, representando casos especiais da modulação TPS. Quando aplicadas corretamente, permitem que ocorram seis (triangular) ou quatro (trapezoidal) comutações suaves em um total de oito comutações em um ciclo. Além disso, a transição entre as modulações triangular e trapezoidal ocorre de forma suave e natural. Essas duas modulações são temas de estudo desta tese de doutorado e serão detalhadas no Capítulo 3 e no Capítulo 6.

2.3 CONTROLE DO CONVERSOR DAB

O controle do conversor DAB envolve várias variáveis críticas, podendo assumir vários graus de liberdade. Uma das principais variáveis usadas para controlar o DAB é o *phase shift* entre as tensões das duas pontes ativas do conversor.

O controle por *feedback* com compensador proporcional-integral (PI) é o método mais simples para ajustar a tensão de saída. O *phase shift* é ajustado pelo controlador PI com base no erro na tensão de saída (Qin; Kimball, 2013). Na Figura 8 é apresentado o controle por *feedback* com compensador PI, em que G_v é a planta do conversor DAB, V_{ref} é o valor desejado e V_{cc2} é a tensão de saída.

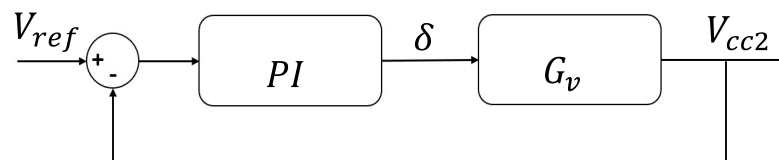


Figura 8 – Controle por *feedback* com compensador proporcional-integral.

O desempenho do controlador por *feedback* pode ser aprimorado com a adição de um controle *feedforward*, no qual uma correção é aplicada com base em medições ou estimativas de perturbações antes que essas perturbações afetem a saída do sistema. Assim, ao combinar

o controle *feedforward* com o controle *feedback*, o sistema só precisa atuar em resposta a variações na tensão de saída do conversor. Esse método melhora o desempenho do sistema, pois as perturbações podem ser detectadas e compensadas antes que impactem a saída do processo.

Em (Zhao et al., 2020), é apresentada uma proposta de controle *feedforward* em conjunto com o controle *feedback* utilizando o esquema *Output Current Feedforward* (OCFF). Neste esquema, a corrente de saída (I_{cc2}) e a tensão de entrada (V_{cc1}) do conversor DAB são utilizadas para calcular o *phase shift* para o ponto de operação atual (δ_{fw}), que é, então, adicionado à saída do compensador.

O controle OCFF é eficaz na redução significativa da impedância de saída e na melhoria da capacidade de rejeição de distúrbios de carga. No entanto, seu desempenho tende a se degradar rapidamente quando há incertezas nos parâmetros do sistema.

Outro método *feedforward* é o *Virtual Direct Power Control* (VDPC), proposto em (Song; Hou; Wu, 2017). Neste esquema, a tensão de entrada (V_{cc1}), a corrente de saída (I_{cc2}), a tensão de saída (V_{cc2}) do conversor DAB e o valor de referência (V_{ref}) são utilizadas para gerar o *phase shift* (δ), que é então utilizado na planta do conversor DAB. Esse controle elimina a necessidade de informações sobre a indutância de transferência de potência. No entanto, sua principal desvantagem é a baixa eficiência sob condições de carga reduzida. Na Figura 9 é ilustrado os sistemas de controle OCFF e VDPC.

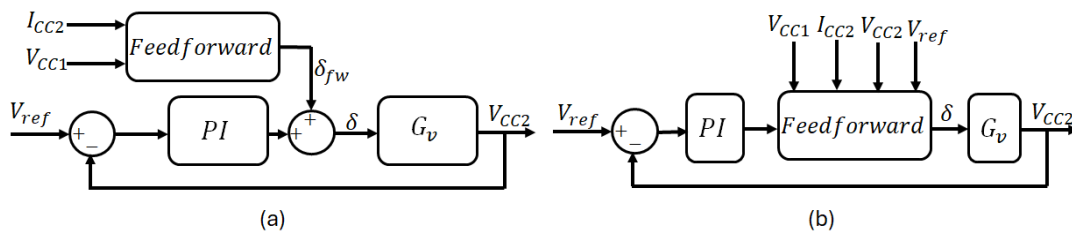


Figura 9 – Controle por *feedback* com *feedforward*: (a) OCFF, (b) VDPC.

Além dos métodos mencionados, outros métodos de controle têm sido explorados para o conversor DAB, cada um com suas características específicas, apresentadas a seguir:

Controle por Modo Deslizante (SMC - *Sliding Mode Control*): o controle por modo deslizante é um método robusto que se destaca pela sua robustez a variações de parâmetros. Aplicado ao conversor DAB, o SMC pode ser baseado tanto no modelo médio generalizado (Jeung; Lee, 2018) quanto no modelo de ordem reduzida (Li et al., 2019). O princípio central do SMC é forçar o sistema a seguir uma superfície de deslizamento, assegurando que, uma vez atingida, o sistema será guiado para o ponto de equilíbrio desejado, mesmo na presença de incertezas e perturbações.

Controle Linearizado: proposto em (Tong et al., 2019), o controle linearizado visa eliminar os termos não lineares no conversor DAB. Este método pode reduzir a sensibilidade da estabilidade do sistema às condições de carga e à tensão de referência, ampliando a margem de estabilidade. O controle linearizado é frequentemente aplicado em modelos de ordem reduzida, o que melhora a precisão e a eficácia do controle.

Controle por Modo de Corrente (CMC - *Current Mode Control*): neste método, a corrente do transformador é incorporada ao controle (Tan et al., 2014). Em (Shan et al., 2018) foi introduzido o Controle de Corrente *Feedforward* (FFCC - *Feedforward Current Control*). O FFCC regula a corrente instantânea do transformador melhorando o desempenho dinâmico e fornecendo uma maneira de limitar a corrente de pico do transformador.

O Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC), foco da presente tese, constitui uma estratégia avançada de controle não linear, que utiliza modelos matemáticos para prever o comportamento do sistema. Por meio da função custo, que compara os dados gerados pelo modelo com o valor de referência (*setpoint*), o MPC determina as ações de controle mais adequadas (Zumel et al., 2013).

No trabalho de Vázquez et al. (Vazquez et al., 2016), são definidas duas modalidades principais do controle preditivo: *Finite Control Set* MPC (FCS-MPC) e *Continuous Control Set* MPC (CCS-MPC). O FCS-MPC considera um conjunto discreto de opções de controle para alcançar o resultado desejado, enquanto o CCS-MPC analisa as variáveis de forma contínua, geralmente envolvendo a solução de um problema de otimização que gera um sinal de controle contínuo. Posteriormente, uma técnica de modulação é empregada para produzir os pulsos de chaveamento do conversor. Tipicamente, o CCS-MPC exige um elevado esforço computacional.

Para a aplicação no conversor DAB, (Zhang et al., 2020a) propôs um tipo modificado de CCS-MPC, denominado pelo autor como *Moving Discretized Control Set* MPC (MDCS-MPC). Esse método consiste em discretizar o *Phase Shift* aplicado ao conversor em três possibilidades: o ângulo aplicado no ciclo anterior, um ângulo maior e um ângulo menor em relação ao ciclo anterior. A cada ciclo de controle, esse conjunto de ângulos é atualizado. Essa abordagem resulta em baixo esforço computacional, pois o cálculo é realizado apenas para três valores de *phase shift*.

Dependendo da escolha do conjunto de *phase shift*, o sistema pode apresentar uma resposta dinâmica rápida, mas com baixa precisão no controle (maior oscilação em torno do *setpoint*) quando se opta por um “passo” grande entre os ângulos. Em contrapartida, ao selecionar um “passo” pequeno entre os ângulos, o sistema adquire alta precisão, porém com resposta dinâmica lenta.

Para mitigar esse problema, a escolha dos ângulos leva em consideração a distância da variável de controle em relação ao *setpoint*. Quanto maior a distância, maior o “passo” entre os ângulos. À medida que a variável de controle se aproxima do valor desejado, o “passo” entre os *phase shift* são reduzidos, garantindo, assim, uma resposta rápida e precisa.

As vantagens desse método incluem: baixo custo computacional (análise de apenas três estados da variável de controle), frequência de chaveamento fixa (a variável de controle é inserida em um modulador), resposta dinâmica rápida e supressão do desvio de tensão em relação ao *setpoint*. Estas duas últimas vantagens são decorrentes do “passo adaptativo” do *phase shift*. Na Tabela 1 é apresentado um resumo comparativo dos controles abordados, destacando a robustez frente à variação de parâmetros, o custo e a complexidade de implementação de cada controle.

Tabela 1 – Comparação entre os controles apresentados.

Método de controle	Robustez à variação de parâmetros	Custo de implementação	Complexidade para implementação
Feedback	Bom	Baixo (1 sensor)	Baixa
OCFF	Médio	Alto (3 sensores)	Média
VDPC	Ruim	Alto (3 sensores)	Média
SMS	Médio	Baixo (1 sensor)	Baixa
Controle Linearizado	Médio	Médio (2 sensores)	Média
CMC (FFCC)	Bom	Alto (3 sensores)	Alta
MDCS-MPC	Médio	Alto (3 sensores)	Alta

Na literatura, o controlador PI é amplamente adotado e consolidado para aplicação no conversor DAB em razão de sua simplicidade, robustez e desempenho confiável em regime permanente. Entretanto, estratégias de controle mais avançadas, como o Controle Preditivo por Modelo (MPC), têm sido investigadas devido à sua capacidade de proporcionar respostas transitórias mais rápidas e melhor desempenho dinâmico, ainda que ao custo de uma maior complexidade de implementação.

Com o objetivo de evidenciar esse compromisso entre simplicidade e desempenho dinâmico, foi realizado um estudo comparativo envolvendo três estratégias de controle distintas: O controle por *feedback* com compensador PI, *feedforward* em conjunto com o controle *feedback* com esquema OCFF e o MPC. As figuras de mérito analisadas foram: resposta dinâmica, resposta em regime permanente e ondulação em baixa frequência da corrente no *link CA* do conversor. Os resultados demonstraram que, embora o controlador PI e o OCFF assegure operação estável, o MPC apresenta desempenho superior em termos de resposta dinâmica e em regime permanente. Esses resultados foram publicados no IX Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE 2022), no artigo intitulado “*Comparação entre Controles Clássicos e Preditivo no desempenho de um Conversor Dual Active Bridge*”, onde uma análise detalhada e o conjunto completo de resultados podem ser consultados.¹

Dessa forma, apesar da maior complexidade associada ao seu desenvolvimento, a adoção do MPC, nesse trabalho, justifica-se pelo aprimoramento do desempenho dinâmico, aspecto particularmente relevante em aplicações de alta potência e rápidas variações dinâmicas envolvendo o conversor DAB.

Além das estratégias de controle aplicadas a conversores DAB individuais, diferentes abordagens têm sido desenvolvidas para o controle de tensão e distribuição de potência quando esses conversores estão conectados de maneira modular, como, por exemplo, em configurações série-paralelo. Nessas conexões, além do controle de tensão, é necessária a distribuição de potência entre os conversores para o bom desempenho do sistema.

Em (Zumel et al., 2013), foi proposta uma técnica de controle baseada na separação de malhas de controle, em que um sistema MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) é convertido em

¹ O artigo completo está disponível em: <https://doi.org/10.20906/sbse.v2i1.3046>

um conjunto de sistemas SISO (*Single Input Single Output*) independentes, controlados por meio de controladores PI simples. Em (Zhang et al., 2020a), a técnica MPC é discutida para melhorar a resposta dinâmica e a distribuição de potência nos módulos do conversor DAB conectados na topologia ISOP. O artigo também aborda princípios de desacoplamento para conversores DAB, levando em consideração as diferenças nos parâmetros de circuito entre os módulos. Em (Guan, 2019), o controle *droop* é utilizado para o compartilhamento de potência entre os conversores e ajuste de tensão, permitindo que todos os conversores DAB participem igualmente na regulação de tensão.

2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foram discutidas as principais topologias, modulações e estratégias de controle para conversores DAB. Embora avanços significativos tenham sido alcançados, o desafio de viabilizar a aplicação do controle preditivo em conversores que exigem cálculos complexos persiste, devido ao curto intervalo de tempo disponível para a execução do algoritmo, que é de aproximadamente $50\ \mu\text{s}$ para uma frequência de 20 kHz, por exemplo.

A pesquisa apresentada nos capítulos subsequentes foca na aplicação do controle preditivo em sistemas complexos. Após a modelagem matemática do conversor DAB, apresentada no próximo capítulo, os capítulos 4 e 5 abordam uma proposta de controle modular que permite a atuação de vários conversores conectados a uma estrutura sem comprometer o desempenho do controle preditivo. Nesse contexto, o conversor DAB será conectado na configuração OP (*Output Parallel*).

No capítulo 6, é proposto o controle AMPC, que explora os três graus de liberdade permitidos pelo conversor DAB para aumentar a eficiência energética, sem a necessidade de algoritmos de otimização complexos que poderiam inviabilizar a aplicação do controle preditivo. Nesse caso, a topologia ANPC será utilizada na ponte primária, possibilitando que o conversor opere em tensões elevadas.

3 MODELO MATEMÁTICO DO CONVERSOR DAB

A topologia considerada para extrair o modelo matemático do conversor DAB é mostrada na Figura 10.

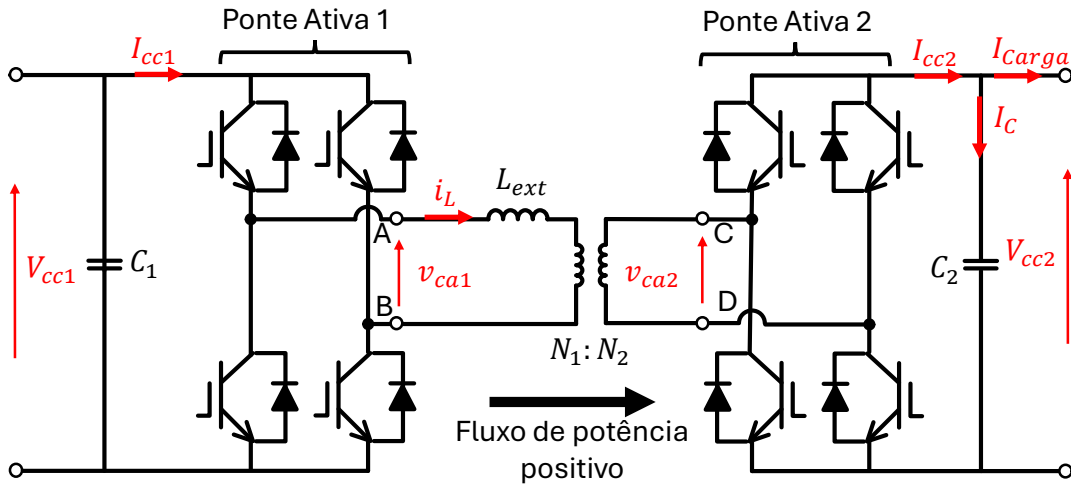


Figura 10 – Topologia do conversor DAB.

A ponte ativa primária sintetiza a tensão $v_{ca1}(t)$, entre os terminais A e B, com amplitude igual a tensão do barramento CC de entrada, isto é, V_{cc1} . Já a ponte ativa secundária sintetiza a tensão $v_{ca2}(t)$, entre os terminais C e D, com amplitude igual a tensão do barramento CC de saída, isto é, V_{cc2} .

Para simplificar a análise, assume-se que as capacitâncias de acoplamento do transformador são desprezíveis e a duração da transição é substancialmente menor do que o período das ondas sintetizadas. Isso permite substituir os circuitos de ponte completa de entrada e saída alimentados por tensão por fontes de tensão ideais v_{ca1} e v_{ca2} , conforme mostrado na Figura 11.

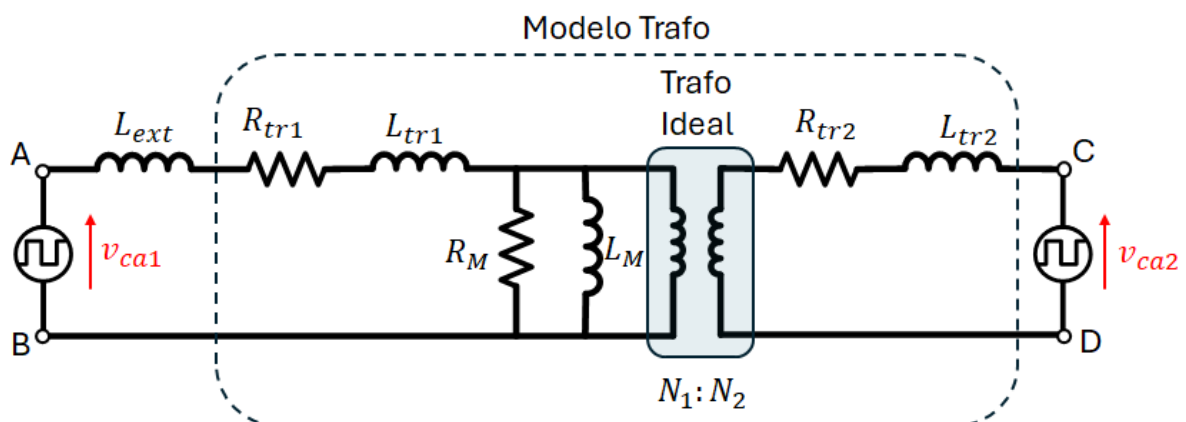


Figura 11 – Circuito equivalente considerando as pontes H como fontes ideais.

Em um caso ideal, assume-se que o transformador de média/alta frequência tenha indutância de magnetização infinita ($L_M = \infty$), as resistências de enrolamento sendo zero ($R_{tr1} = R_{tr2} = 0$)

e as perdas no núcleo sendo zero ($R_M = \infty$). Dessa forma, o *link* CA de alta/média frequência pode ser representado como a indutância série equivalente referida a um dos lados do transformador. Nesse trabalho, o circuito equivalente será referido ao lado primário do transformador (lado esquerdo), resultando em uma indutância equivalente, conforme mostrado em (1).

$$L = L_{tr1} + n^2 \cdot L_{tr2} + L_{ext} \quad (1)$$

Em que L é a indutância equivalente do *link* CA, L_{tr1} e L_{tr2} são as indutâncias de dispersão do lado primário e secundário do transformador, respectivamente, L_{ext} é a indutância externa adicionada ao circuito, e $n = N_1/N_2$ é a relação de espiras do transformador.

Portanto, em sua forma mais simples, desconsiderando todas as perdas, elementos parasitas e assumindo transições de comutação instantâneas, o conversor DAB pode ser representado por duas fontes de tensão ideais, v_{ca1} e v_{ca2}' , interligadas pela indutância equivalente em série L , em que v_{ca2}' é a tensão no lado secundário referida ao lado primário do transformador, conforme apresentado em (2). O circuito equivalente sem perdas do conversor DAB é apresentado na Figura 12.

$$v'_{ca2} = n \cdot v_{ca2} \quad (2)$$

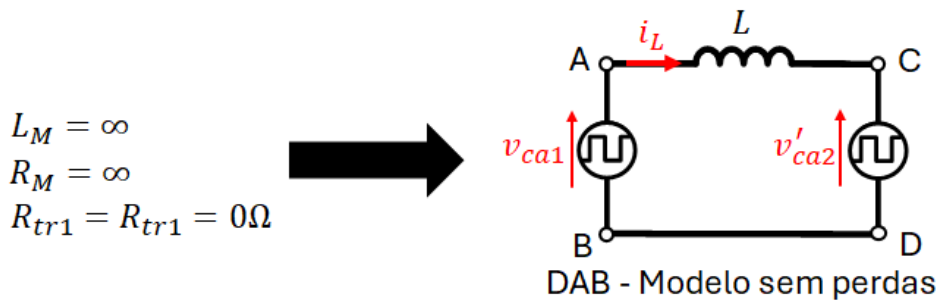


Figura 12 – Circuito equivalente sem perdas do conversor DAB.

Analisando o circuito equivalente da Figura 12, a transferência de potência entre as fontes são alcançadas com três variáveis de controle: τ_1 , τ_2 e δ (ver Figura 7). Na Figura 7 são apresentadas as tensões nas fontes v_{ca1} e v_{ca2}' de forma genérica, exibindo a modulação por largura de pulso (PWM) τ_1 e τ_2 , respectivamente, de v_{ca1} e v_{ca2}' , juntamente com o *phase shift* δ entre v_{ca1} e v_{ca2}' . O ângulo δ é definido como o ângulo entre os centros dos pulsos de v_{ca1} e v_{ca2}' .

Observa-se que τ_1 , τ_2 e δ são expressos em quantidades angulares. Também deve ser observado que os valores médios de v_{ca1} e v_{ca2}' , avaliados durante um período de comutação durante a operação estacionária do conversor, devem ser zero para evitar a saturação do transformador.

A análise do conversor DAB pode ser conduzida no domínio do tempo, que é o mais intuitivo e preciso. No processo de modelagem, a análise baseada no domínio do tempo precisa dividir o ciclo de comutação em diferentes períodos e analisar cada período separadamente, como feito em (Santos; Martins, 2014). Entretanto, quando as três variáveis de controle estão presentes na modelagem, o DAB apresenta diversas condições de operação que tornam extremamente complexa a determinação do modelo usando essa abordagem (Calderon et al., 2018). Como alternativa, o modelo do conversor DAB pode ser obtido por meio da análise no domínio da frequência, o que resulta em uma considerável simplificação da modelagem. No domínio da frequência, a tensão de saída da ponte H pode ser expressa como a soma das contribuições de cada harmônica de tensão, conforme em (3) e (4).

$$v_{ca1}(t) = \sum_{h=1,3,\dots} \frac{4V_{cc1}}{h\pi} \left[\text{sen} \left(\frac{h\tau_1}{2} \right) \text{sen}(h2\pi f_s t) \right] \quad (3)$$

$$v_{ca2}(t) = \sum_{h=1,3,\dots} \frac{4V_{cc2}}{h\pi} \left[\text{sen} \left(\frac{h\tau_2}{2} \right) \text{sen}(h(2\pi f_s t + \delta)) \right] \quad (4)$$

em que f_s é a frequência de comutação dos interruptores.

A corrente i_L , no indutor, pode ser calculada ao considerar a diferença de potencial aplicada no indutor (ver Figura 12), como mostrado em (5).

$$v_L(t) = v_{ca1}(t) - v'_{ca2}(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (5)$$

Resolvendo (5), chega-se ao valor da corrente no indutor, expressa em (6).

$$i_L(t) = \sum_{h=1,3,\dots} \frac{2}{h^2 \pi^2 f_s L} \left[V_{cc2} \text{sen} \left(\frac{h\tau_2}{2} \right) \text{sen}(h(2\pi f_s t + \delta)) - nV_{cc1} \text{sen} \left(\frac{h\tau_1}{2} \right) \text{sen}(h2\pi f_s t) \right] \quad (6)$$

Além disso, a corrente no indutor pode ser decomposta em duas partes, a componente de eixo direto i_{Ld} e a componente de eixo em quadratura i_{Lq} , conforme mostrado em (7) e (8).

$$i_{Ld}(t) = \sum_{h=1,3,\dots} \left(\frac{2V_{cc2} \text{sen} \left(\frac{h\tau_2}{2} \right) \text{sen}(h\delta)}{h^2 \pi^2 f_s L} \cos(h2\pi f_s t) \right) \quad (7)$$

$$i_{Lq}(t) = \sum_{h=1,3,\dots} \left(\frac{2 \left[V_{cc2} \text{sen} \left(\frac{h\tau_2}{2} \right) \cos(h\delta) - nV_{cc1} \text{sen} \left(\frac{h\tau_1}{2} \right) \right]}{h^2 \pi^2 f_s L} \text{sen}(h2\pi f_s t) \right) \quad (8)$$

Assim, o valor eficaz da corrente pode ser calculada conforme (9).

$$I_{L_{RMS}} = \sqrt{\sum_{h=1,3,\dots} (|i_{Ld_h}|^2 + |i_{Lq_h}|^2)} \quad (9)$$

Em que, $|i_{Ld_h}|$ e $|i_{Lq_h}|$ são os módulos da corrente de eixo direto e em quadratura, respectivamente.

Para calcular o valor médio da corrente de saída do conversor, utiliza-se a potência média ativa P transferida pelo conversor DAB. Essa potência pode ser determinada com base nas equações (3) e (6), resultando em (10).

$$P = \sum_{h=1,3,\dots} \left[\frac{4V_{cc1}V_{cc2}}{h^3 n \pi^3 f_s L} \text{sen} \left(\frac{h\tau_1}{2} \right) \text{sen} \left(\frac{h\tau_2}{2} \right) \text{sen}(h\delta) \right] \quad (10)$$

Dessa forma é possível calcular o valor médio da corrente de saída $\langle I_{cc2} \rangle_{T_s}$ do conversor DAB, conforme mostrado em (11).

$$P = P_{in} = P_{out} = V_{cc2} \langle I_{cc2} \rangle_{T_s} \quad (11)$$

Assim,

$$\langle I_{cc2} \rangle_{T_s} = \sum_{h=1,3,\dots} \left[\frac{4V_{cc1}}{h^3 n \pi^3 f_s L} \text{sen} \left(\frac{h\tau_1}{2} \right) \text{sen} \left(\frac{h\tau_2}{2} \right) \text{sen}(h\delta) \right] \quad (12)$$

Outra definição importante é a caracterização da operação nos modos *buck* ou *boost*. Esses modos são determinados pela relação de transformação do conversor DAB, representada por (13). Quando $d > 1$, o conversor opera no modo *buck*; e quando $d < 1$, o conversor opera no modo *boost*.

$$d = \frac{V_{cc1}}{V_{cc2} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \right)} \quad (13)$$

Por fim, define-se a potência por unidade (p.u) transmitida pelo conversor DAB em (14).

$$P_{pu} = \frac{P}{P_{base}} \quad (14)$$

O valor de P representa a potência transmitida pelo conversor, conforme definido em (10), enquanto P_{base} refere-se à potência de base, conforme definido em (15).

$$P_{base} = V_{base} \cdot I_{base} \quad (15)$$

Em que:

$$V_{\text{base}} = V_{\text{cc1}} \quad (16)$$

$$I_{\text{base}} = \frac{V_{\text{base}}}{2\pi f_s L} \quad (17)$$

3.1 MODELO DISCRETO DE TENSÃO E COMPENSAÇÃO DE DELAY

O valor médio da tensão na saída do conversor DAB depende do valor médio da corrente de saída e da carga alimentada pelo conversor. A fim de determinar a tensão na saída do conversor, utiliza-se a relação dinâmica existente no capacitor. Na Figura 13 é apresentada a ponte ativa 2 do conversor DAB considerando suas variáveis.

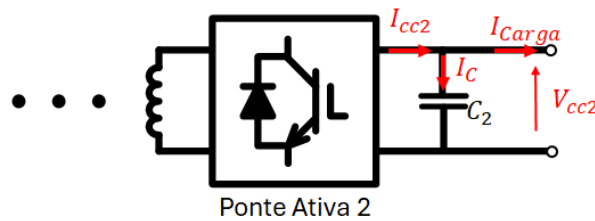


Figura 13 – Representação da saída do conversor DAB.

O valor médio da tensão no capacitor é determinado pela relação entre as correntes no capacitor, conforme descrito em (18).

$$I_C = C_2 \frac{d\langle V_{cc2} \rangle_{T_s}}{dt} = \langle I_{cc2} \rangle_{T_s} - \langle I_{carga} \rangle_{T_s} \quad (18)$$

Em que $\langle I_{cc2} \rangle_{T_s}$, $\langle I_{carga} \rangle_{T_s}$ e C_2 representam o valor médio da corrente de saída do conversor DAB, a corrente de carga que será medida e a capacitância de saída do conversor DAB, respectivamente.

Utilizando a aproximação de Euler para discretizar (18), tem-se como resultado (19).

$$V_{cc2}(k+1) = V_{cc2}(k) + \frac{I_{cc2}^k - I_{carga}(k)}{C_2 \cdot f_s} \quad (19)$$

Em que $V_{cc2}(k+1)$ é a tensão calculada para o instante $k+1$, $I_{carga}(k)$ e $V_{cc2}(k)$ são medidos no instante k , e I_{cc2}^k é o valor médio da corrente sintetizada na saída do conversor no instante k , derivada de (12).

Considerando que haja R possibilidades de correntes de saída do DAB em função de τ_1 , τ_2 e δ , define-se o conjunto I_{cc2}^R em (20).

$$I_{cc2}^R = [I_{cc2}^1(\tau_1^1, \tau_2^1, \delta^1); I_{cc2}^2(\tau_1^2, \tau_2^2, \delta^2); \dots; I_{cc2}^r(\tau_1^r, \tau_2^r, \delta^r)] \quad (20)$$

Em que $I_{cc2}^r(\tau_1^r, \tau_2^r, \delta^r)$ é o valor médio da corrente de saída do conversor DAB em função de τ_1 , τ_2 e δ , definido em (12), para o $r^{\text{ésimo}}$ valor do conjunto de R possibilidades de corrente.

Considerando que o período de comutação dos interruptores é suficientemente reduzido, admite-se que a corrente de saída do conversor não apresenta variações significativas dentro de um intervalo de amostragem. Dessa forma, pode-se assumir $i_{\text{carga}}(k) \approx i_{\text{carga}}(k+1)$, e, conseqüentemente, a tensão na saída do conversor com compensação de atraso pode ser representada por (21).

$$V_{cc2}^R(k+2) = V_{cc2}(k+1) + \frac{I_{cc2}^R - i_{\text{carga}}(k)}{C_2 \cdot f_s} \quad (21)$$

Em que $V_{cc2}^R(k+2)$ representa as R possíveis predições de tensão de saída para o conversor DAB no instante $(k+2)$ e $V_{cc2}(k+1)$ representa a compensação de atraso, calculada em (19) usando τ_1 , τ_2 e δ determinado pelo controle no instante k .

3.2 MODULAÇÕES

3.2.1 Modulação SPS

De acordo com o esquema de modulação original do DAB, *Single Phase Shift* (SPS), v_{ca1} e v_{ca2}' são moduladas com um ciclo de trabalho de 50% e frequência constante. Como resultado, a tensão v_{ca1} alterna entre os dois níveis de tensão V_{cc1} e $-V_{cc1}$, os quais, dentro de um período de comutação T_s , são aplicados durante um semi-ciclo ininterrupto $\frac{T_s}{2}$ cada um. O valor médio da corrente CC de saída $\langle I_{cc2} \rangle_{T_s}$ e, portanto, a transferência de energia, são controladas exclusivamente pela variação da defasagem entre v_{ca1} e v_{ca2}' . Na Figura 14 é apresentado as formas de onda das tensões v_{ca1} e v_{ca2}' e da corrente no indutor i_L .

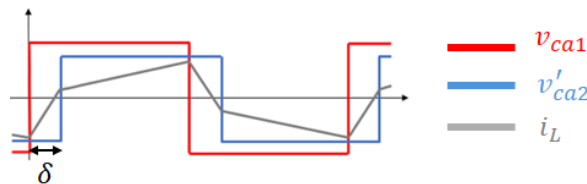


Figura 14 – Tensões e corrente no *link* CA para a modulação SPS.

Para calcular a corrente $\langle I_{cc2} \rangle_{T_s}$ para a modulação SPS, os ângulos de modulação por largura de pulso (PWM) τ_1 e τ_2 , respectivamente, de v_{ca1} e v_{ca2}' são fixados em $\tau_1 = \tau_2 = \pi$ rad, resultando em (22).

$$\langle I_{cc2} \rangle_{T_s} = \sum_{h=1,3,\dots} \left[\frac{4V_{cc1}}{h^3 n \pi^3 f_s L} \text{sen}(h\delta) \right] \quad (22)$$

Essa modulação permite a transferência máxima de energia e, quando opera com relação de transformação unitária, isto é, $d = 1$, o conversor opera com comutação suave por meio do ZVS (Doncker; Divan; Kheraluwala, 1991). Além disso, ela oferece proteção natural contra curtos-circuitos, uma vez que I_{cc2} é independente de V_{cc2} .

Entretanto, quando a relação de transformação do conversor DAB se afasta consideravelmente da unidade, especialmente em situações de baixa carga, não ocorre o ZVS. Além disso, o conversor experimenta um considerável *backflow* de potência, resultando em correntes circulantes elevadas e aumentando a tensão sobre os interruptores, bem como as perdas por condução (Shi et al., 2018).

A região de ZVS do conversor DAB pode ser determinada considerando que a comutação dos interruptores ocorra apenas quando o respectivo diodo antiparalelo estiver conduzindo. Os limites de potência para a operação em ZVS das pontes ativas, tanto primária quanto secundária, estão definidos em (23) e (24), respectivamente. Caso a potência transferida pelo DAB exceda P_{ZVS1} ou esteja abaixo de P_{ZVS2} , o conversor DAB não operará em ZVS (Kheraluwala et al., 1992).

$$P_{ZVS1} = \frac{V_{cc1}^2 \cdot \delta}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L \cdot \Phi} \cdot \frac{\pi - |\delta|}{\pi - 2 \cdot |\delta|} \quad (23)$$

$$P_{ZVS2} = \frac{V_{cc1}^2 \cdot \delta}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L \cdot \Phi} \cdot \frac{\pi - |\delta|}{\pi} \cdot \frac{\pi - 2 \cdot |\delta|}{\pi} \quad (24)$$

Em que Φ é o *phase shift* para a potência nominal.

Na Figura 15, é apresentada a curva de potência do DAB em função de δ para diversos valores de d , destacando a região de ZVS. As linhas em azul (linha contínua) e vermelha (linha contínua) indicam os limites de potência nos quais as pontes primária e secundária operam em modo de comutação suave, respectivamente. A linha preta (linha contínua) representa $d = 1$, indicando o funcionamento do conversor em modo de comutação suave. As linhas tracejadas representam os pontos de operação quando $d \neq 1$. Nesta análise, o valor de Φ utilizado foi de $\frac{\pi}{4}$ rad.

3.2.2 Modulações Triangular e Trapezoidal

Uma das características essenciais do conversor DAB reside na sua capacidade de operar em grande parte da sua faixa de funcionamento com ZVS ao empregar a modulação SPS (Santos; Martins, 2014)(Doncker; Divan; Kheraluwala, 1991). Essa capacidade pode ser estendida a toda a faixa de operação do conversor ao utilizar modulações com maior grau de liberdade (Shi et al., 2018)(Shao et al., 2019).

Nesse contexto, uma estratégia para reduzir as perdas em situações em que não é possível atingir o ZVS com a modulação SPS é a utilização das modulações trapezoidal e triangular. Ao

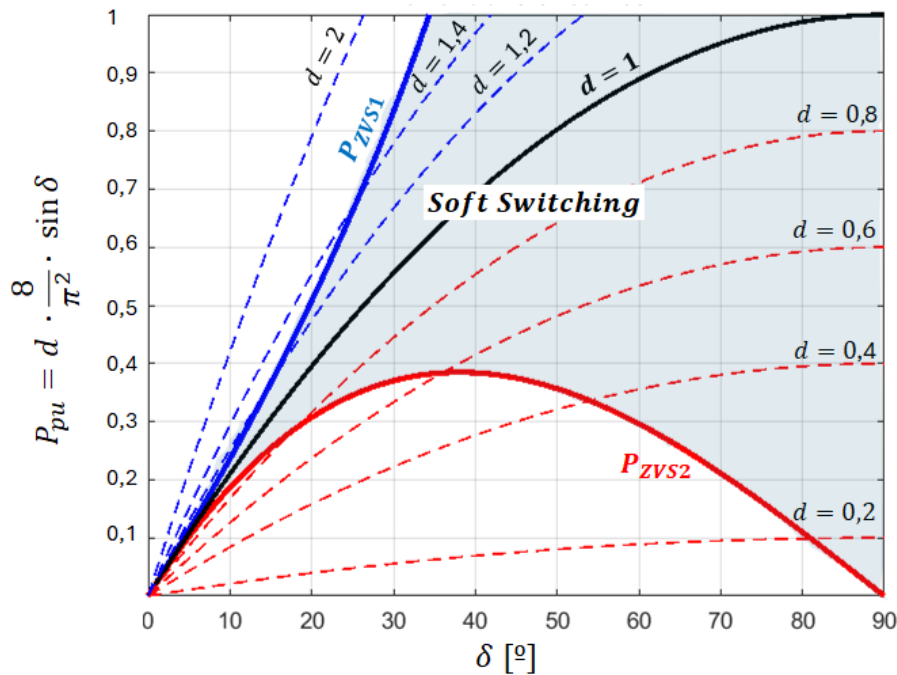


Figura 15 – Região de ZVS para a modulação SPS.

combiná-las, a potência transferida pelo conversor não sofre interrupções, mesmo quando há alternância entre essas modulações (Hu; Cui; Doncker, 2021).

Essas modulações são denominadas conforme a forma da onda de corrente que circula pelo *link CA* do conversor. A corrente assume uma forma de onda triangular ou trapezoidal, dependendo de um conjunto específico de valores de δ , τ_1 e τ_2 . Isso permite que os interruptores operem em *Zero Current Switching* (ZCS) em pelo menos metade dos eventos de comutação, ou seja, os interruptores comutam quando a corrente nelas é nula. Comparado à modulação SPS, esse método possibilita uma redução significativa das perdas por comutação nos semicondutores.

A modulação triangular é aplicável quando a potência a ser transmitida pelo conversor DAB é relativamente baixa. Sempre que viável, a modulação triangular é preferível, pois ela permite um maior número de comutações suaves durante as transições entre os estados *P* (tensão positiva no lado CA da ponte), *Z* (tensão com valor zero no lado CA da ponte) e *N* (tensão negativa no lado CA da ponte), em comparação com a modulação trapezoidal. Na modulação triangular, ocorrem seis comutações suaves em um total de oito comutações por ciclo de operação, enquanto na modulação trapezoidal, apenas quatro comutações suaves ocorrem por ciclo. À medida que a demanda de potência ultrapassa a capacidade da modulação triangular, a modulação trapezoidal é acionada.

Considerando a modulação triangular, quando $d < 1$, os valores de δ , τ_1 e τ_2 são calculados de modo que a corrente no indutor i_L seja zero durante a transição de estado de *Z* para *P* simultaneamente nas pontes primária e secundária, e de *P* para *Z* na ponte secundária. Quando $d > 1$, os valores de δ , τ_1 e τ_2 são calculados para que a corrente no indutor i_L seja zero durante a transição de estado de *Z* para *P* na ponte primária e de *P* para *Z* simultaneamente nas pontes

primária e secundária. Na metade negativa do ciclo, o procedimento é análogo ao da metade positiva. Na Figura 16 são ilustradas as formas de onda das tensões v_{ca1} e $n \cdot v_{ca2}$ nas pontes ativas e a corrente do indutor i_L .

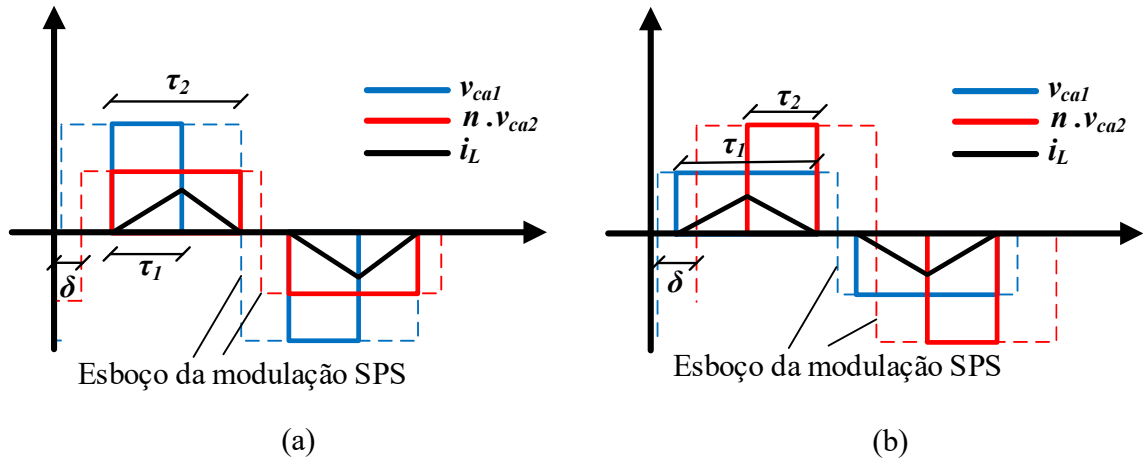


Figura 16 – Formas de onda de tensão e corrente para modulação triangular: (a) $d < 1$, (b) $d > 1$

Os valores de τ_1 e τ_2 para a modulação triangular são determinados em função das tensões de entrada e saída do conversor, bem como de δ . Quando $d < 1$, os valores são calculados conforme (25) e (26).

$$\tau_1 = 2 \cdot \delta \cdot \left(\frac{n \cdot V_{cc2}}{V_{cc1} - n \cdot V_{cc2}} \right) \quad (25)$$

$$\tau_2 = 2 \cdot \delta \cdot \left(\frac{V_{cc1}}{V_{cc1} - n \cdot V_{cc2}} \right) \quad (26)$$

Quando $d > 1$, os valores de τ_1 e τ_2 para a modulação triangular são determinados conforme (27) e (28).

$$\tau_1 = 2 \cdot \delta \cdot \left(\frac{n \cdot V_{cc2}}{n \cdot V_{cc2} - V_{cc1}} \right) \quad (27)$$

$$\tau_2 = 2 \cdot \delta \cdot \left(\frac{V_{cc1}}{n \cdot V_{cc2} - V_{cc1}} \right) \quad (28)$$

A modulação trapezoidal é uma extensão da modulação triangular, o que assegura uma transição suave entre essas modulações (Hu; Cui; Doncker, 2021). Além disso, a comutação suave ocorre quatro vezes durante as transições entre os estados, de um total de oito transições por ciclo. Essa modulação pode operar para qualquer valor de d . Na Figura 17, são apresentadas

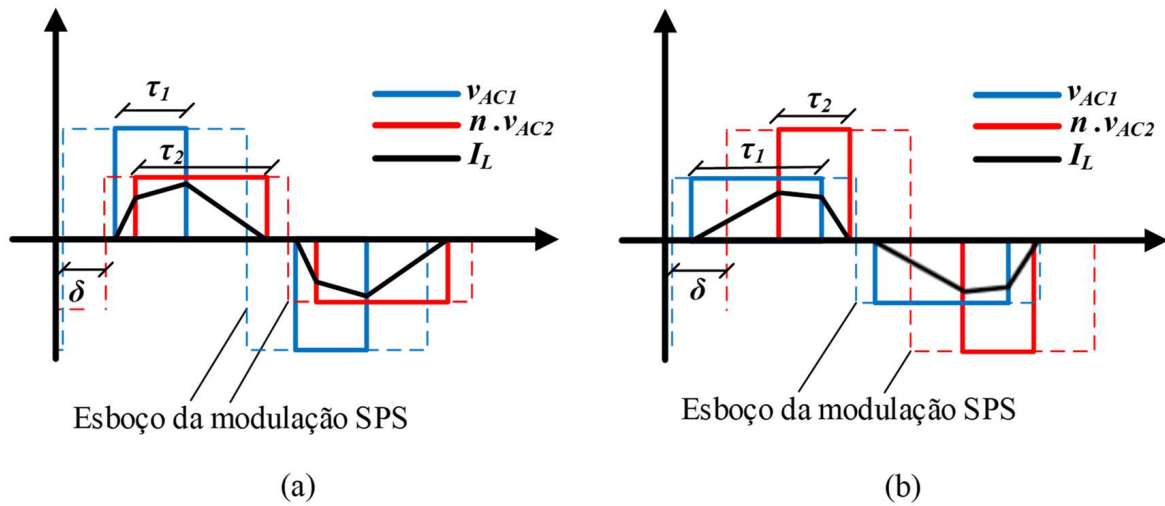


Figura 17 – Formas de onda de tensão e corrente para modulação trapezoidal: (a) $d < 1$, (b) $d > 1$.

as formas de onda das tensões v_{ca1} e $n \cdot v_{ca2}$ nas pontes ativas, bem como a corrente do indutor i_L para a modulação trapezoidal.

Os valores de τ_1 e τ_2 para a modulação trapezoidal são calculados a partir dos valores de δ e das tensões de entrada e saída, conforme apresentado em (29) e (30).

$$\tau_1 = 2 \cdot (\pi - \delta) \cdot \left(\frac{n \cdot V_{cc2}}{n \cdot V_{cc2} + V_{cc1}} \right) \quad (29)$$

$$\tau_2 = 2 \cdot (\pi - \delta) \cdot \left(\frac{V_{cc1}}{n \cdot V_{cc2} + V_{cc1}} \right) \quad (30)$$

A transição natural entre as modulações triangular e trapezoidal na curva de potência do conversor DAB é ilustrada na Figura 18 para diferentes valores de d . A potência transferida pelo conversor é uma função de δ , τ_1 e τ_2 , ou seja, $P(\delta, \tau_1, \tau_2)$. A linha pontilhada marca o ponto de transição entre as modulações triangular e trapezoidal, em que os menores valores de δ correspondem à fase em que a modulação triangular está em operação.

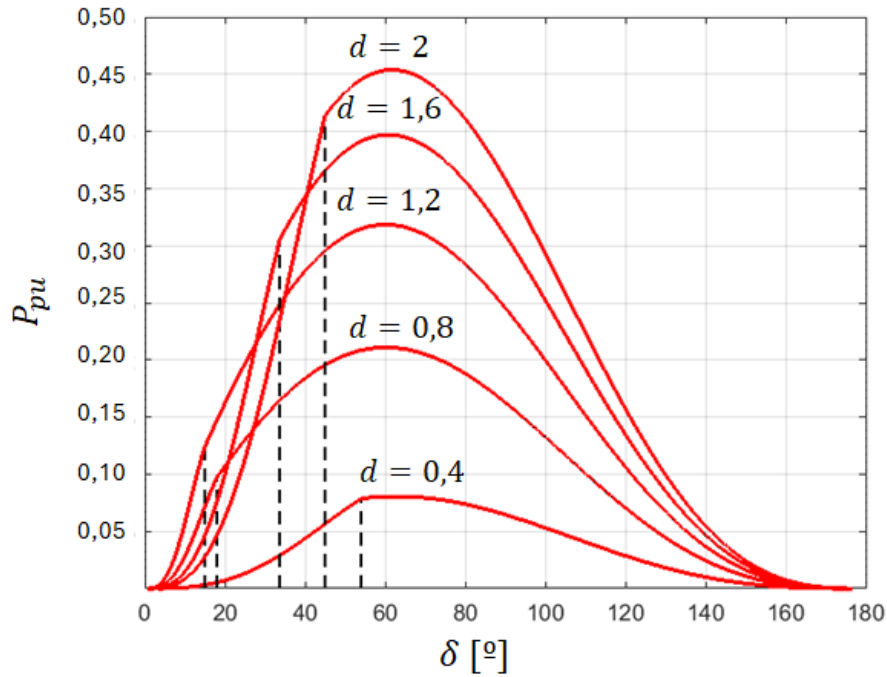


Figura 18 – Transição natural entre as modulações triangular e trapezoidal.

3.3 PROJETO DOS ELEMENTOS PASSIVOS DO CONVERSOR DAB

As expressões para o dimensionamento da indutância no lado primário do transformador e do capacitor no lado de saída CC do conversor DAB foram derivadas de (Dini; Saponara, 2021)(Santos; Martins, 2014). A indutância externa, no lado primário do transformador, é calculada em (31), em que P é a potência nominal de saída. Nos projetos abordados nesta tese, o valor do ângulo para a potência nominal foi definido como $\Phi = \frac{\pi}{4}$ rad. A capacitância de saída do conversor é calculada em (32), em que V_{\max} e V_{\min} são os valores máximo e mínimo da tensão de saída, respectivamente. Esses valores foram selecionados considerando uma ondulação de tensão de saída de $\pm 5\%$ ($V_{\max} = 1,05 V_{cc2}$ e $V_{\min} = 0,95 V_{cc2}$).

$$L_{\min} \geq \frac{3 \cdot n \cdot V_{cc1} \cdot V_{cc2}}{32 \cdot f_s \cdot P} \quad (31)$$

$$C_2 \geq \frac{P}{V_{\max}^2 - V_{\min}^2} \quad (32)$$

4 MPC APLICADO AO CONVERSOR DAB COM LIGAÇÃO MODULAR

Os conversores de eletrônica de potência que possuem aplicações envolvendo altas tensões e correntes demandam uma abordagem específica. Uma possível solução é utilizar topologias multiníveis, como NPC, ANPC, entre outras, que permitem lidar com altas tensões. Outra abordagem consiste em interligar os conversores de maneira modular para processar altas tensões/correntes. Algumas modalidades possíveis são: entrada em série-saída em paralelo (ISOP – *Input-Series Output-Parallel*); entrada em paralelo-saída em série (IPOS – *Input-Parallel Output-Series*); entrada em série-saída em série (ISOS – *Input-Series Output-Series*) (Zumel et al., 2013).

Neste capítulo, dentre as diferentes alternativas de conexão disponíveis para os conversores DAB, adota-se a topologia OP-DAB como objeto de estudo, na qual se propõe a aplicação do controle preditivo, explorando o comportamento da estrutura em regime permanente e transitório. Essa topologia contém m conversores, em que cada conversor é alimentado por uma fonte independente e suas saídas são conectadas em paralelo, formando o barramento de baixa tensão LVDC (*Low Voltage DC*), conforme ilustrado na Figura 19.

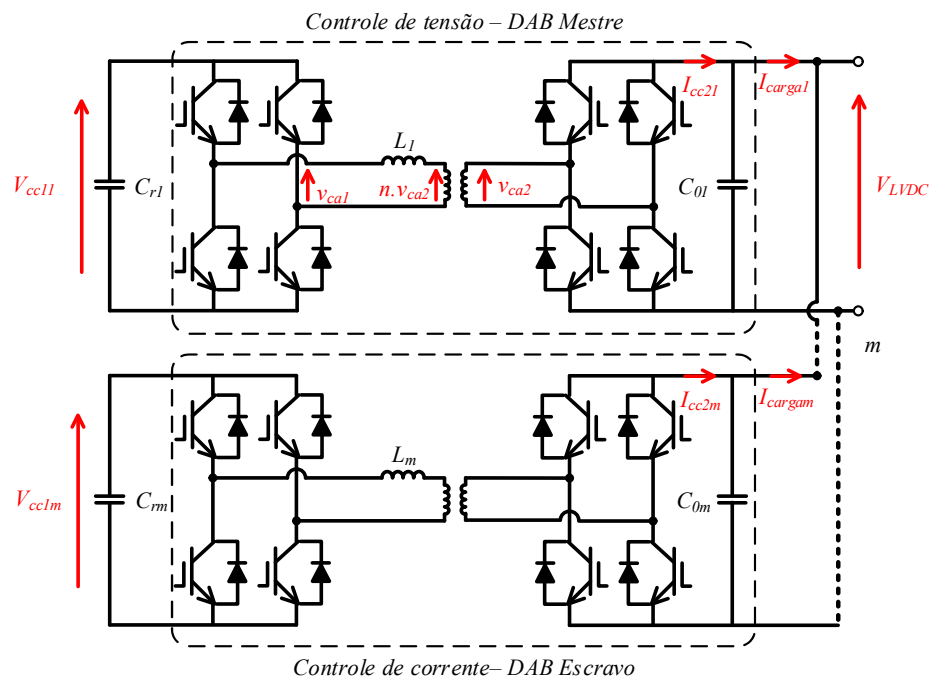


Figura 19 – Topologia OP-DAB: alimentações independentes e saídas conectadas em paralelo.

Essa configuração pode ser utilizada quando um retificador é ligado em série para superar as altas tensões provenientes da rede pública, por exemplo. Nesse arranjo, várias saídas CC são geradas (Costa et al., 2017).

4.1 PROPOSTA DE CONTROLE

No presente estudo, o MPC assume a responsabilidade de manter a tensão constante no barramento LVDC, bem como de distribuir uniformemente a potência transmitida entre os m conversores, assegurando, assim, uma distribuição equitativa de potência entre eles. O controle é conduzido de maneira independente para cada conversor, em que um deles é designado para regular a tensão, enquanto os demais são controlados para garantir uma distribuição uniforme de potência entre todos os conversores, por meio do controle de corrente. Esta abordagem modular de controle, na qual cada conversor DAB possui seu próprio sistema de controle, elimina o elevado custo computacional associado ao MPC, uma questão de significância em conversores com muitos interruptores.

A tensão do barramento LVDC é controlada pelo primeiro conversor ($m=1$) usando o MPC, que envolve a seleção de três ângulos com base no ângulo previamente utilizado no controle (Chen et al., 2019b), conforme mostrado em (33).

$$\delta_{\text{set}} = [(\delta_k - \delta_{\text{step}}), \delta_k, (\delta_k + \delta_{\text{step}})] \quad (33)$$

Em que δ_k representa o *phase shift* aplicado no instante k , com δ_{step} sendo determinado dinamicamente com base no erro entre as tensões de saída medidas e desejadas, conforme indicado em (34).

$$\delta_{\text{step}} = \delta_{\text{min}} \cdot (1 + \alpha \cdot V_{\text{adp}}) \quad (34)$$

$$V_{\text{adp}} = \begin{cases} |V_{\text{LVDC}}^* - V_{\text{LVDC}}| & \text{se } |V_{\text{LVDC}}^* - V_{\text{LVDC}}| \leq V_T \\ V_T & \text{se } |V_{\text{LVDC}}^* - V_{\text{LVDC}}| > V_T \end{cases} \quad (35)$$

Em que V_{LVDC}^* denota a tensão de saída desejada para o conversor DAB, α representa um fator de ganho, δ_{min} representa o menor *phase shift* permitido pelo controlador, V_{adp} é a tensão adaptativa que regula o tamanho de δ_{step} , e V_T é o limite superior de V_{adp} .

A tensão de saída deve ser calculada utilizando os três valores de δ_{set} . Neste capítulo, optou-se pelo uso exclusivo da modulação SPS, ou seja, $\tau_1 = \tau_2 = \pi$ rad. Nessa condição operacional, a consideração exclusiva da componente fundamental da tensão sintetizada pelas pontes constitui uma aproximação adequada para a modelagem da corrente de saída do conversor DAB (Santos; Martins, 2014). Portanto, (12) reduz-se à (36).

$$\langle I_{cc2m} \rangle_{T_s} = \frac{4 \cdot n \cdot V_{cc1m} \cdot \sin(\delta_m)}{\pi^3 \cdot f_s \cdot L_m} \quad (36)$$

Em que m representa o m -ésimo conversor DAB; V_{cc1m} e $\langle I_{cc2m} \rangle_{T_s}$ denotam, respectivamente, os valores médios da tensão de entrada e da corrente de saída do m -ésimo conversor; a

indutância de transferência de potência do m -ésimo conversor é representada por L_m ; $n = \frac{N_1}{N_2}$ é a razão de transformação do transformador; $f_s = \frac{1}{T_s}$ indica a frequência de comutação, enquanto δ_m refere-se ao *phase shift* do m -ésimo conversor DAB.

Após o cálculo da tensão na saída do conversor para δ_{set} , utilizando (19), a seleção do *phase shift* é feita com base na função custo (37). Aquele com o menor erro em comparação com o valor de referência é escolhido (Vazquez et al., 2016).

$$G_v = \left[V_{LVDC}^* - V_{LVDC}^{(R=3)}(k+2) \right]^2 + \left[I_{cc21}^{(R=3)} - I_{carga1}(k) \right]^2 \quad (37)$$

Na Figura 20 é mostrada uma visão geral do MPC usado para ajustar a tensão de saída do conversor DAB, em que δ_{opt} representa o *phase shift* ótimo definido pelo controle. O modulador SPS fornece os pulsos de acionamento para os interruptores do conversor DAB.

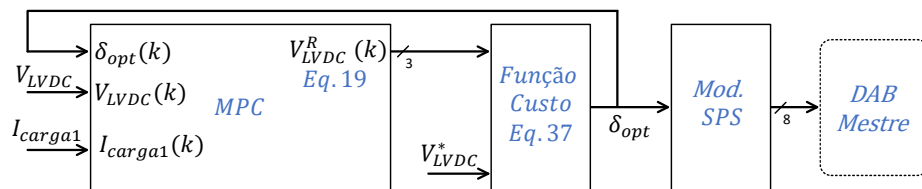


Figura 20 – Visão geral do MPC aplicado no controle de tensão do conversor DAB.

Os demais conversores, ou seja, os conversores $m \neq 1$, são controlados para garantir que todos transmitam a mesma potência. Dado que a tensão na saída de todos os conversores será a mesma devido à conexão em paralelo, o princípio para a transferência da mesma potência entre eles baseia-se no fato de os conversores injetarem a mesma corrente no barramento LVDC, isto é, $I_{cc11} = I_{cc22} = \dots = I_{cc2m}$.

Portanto, o controle de cada conversor DAB deve assegurar que todos injetem a mesma corrente. Para garantir essa condição, a corrente do conversor $m = 1$ é tomada como referência para os demais conversores. Um controlador PI é utilizado para gerar o sinal de referência para o MPC. Isso ajuda a eliminar erros inerentes ao modelo e permite que os conversores $m \neq 1$ rastreiem melhor a corrente do conversor $m = 1$.

Uma vez gerada a referência, o controle MPC a recebe e, de forma semelhante ao controlador de tensão, prevê as três possíveis correntes de saída, $I_{cc2m}^{(R=3)}$, para o próximo ciclo utilizando os três *phase shifts*, conforme definido em (33). Para determinar qual *phase shift* será utilizado, considera-se a situação que resultou no menor valor da função custo, definida em (38).

$$G_i = \left(I_{cc2}^* - I_{cc2m}^{(R=3)} \right)^2 \quad (38)$$

Em que I_{cc2}^* é a corrente desejada para o conversor m , isto é, $I_{cc2}^* = I_{cc21}$.

Na Figura 21 é apresentada uma visão geral do MPC usado para ajustar a corrente injetada do conversor $m \neq 1$.

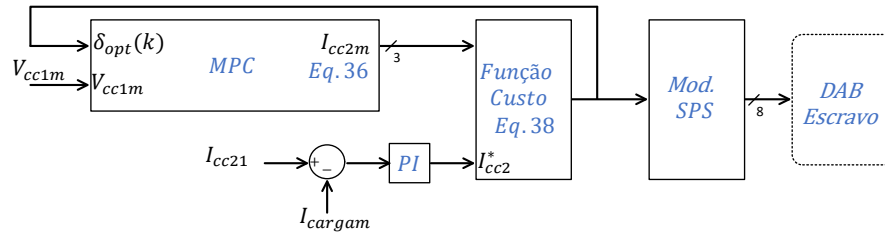


Figura 21 – Visão geral do MPC aplicado no controle de corrente do conversor DAB.

O diagrama de fluxo para o controle de tensão e de corrente estão apresentados na Figura 22(a) e Figura 22(b), respectivamente.

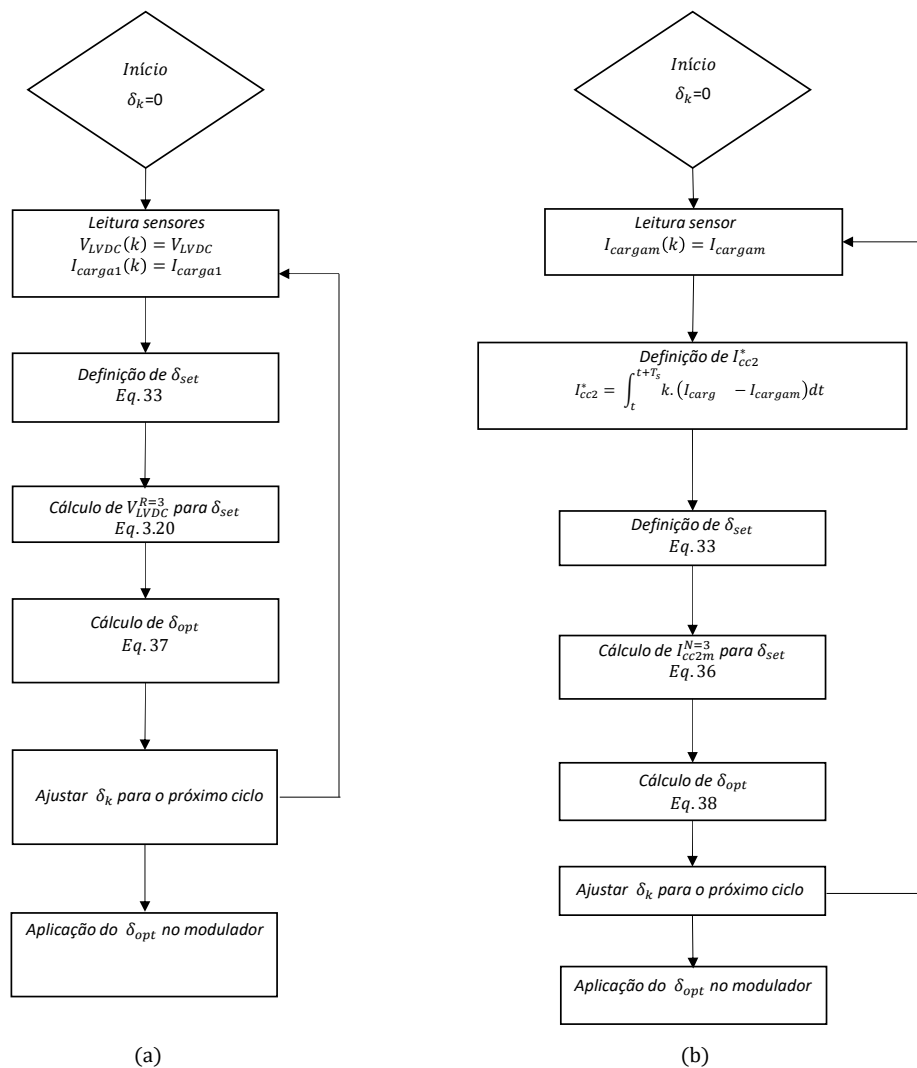


Figura 22 – Diagrama de controle: (a) Controle de tensão, (b) Controle de corrente

4.2 METODOLOGIA

O controle proposto neste capítulo foi validado em uma bancada experimental operando em 2kW – 20kHz – 140V/140V. Essa bancada possui dois conversores DAB, ou seja, $m = 2$, construídos no laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos – LEPAC, nas dependências da Universidade Federal do Espírito Santo. Na Tabela 2 são apresentados os parâmetros do conversor DAB e os ajustes do controle.

Tabela 2 – Parâmetros do conversor DAB e do MPC.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão de entrada do DAB	V_{cc1m}	140 V
Tensão no LVDC (saída dos DAB'S)	V_{LVDC}	140 V
Potência transferida	P	2kW
Frequência de chaveamento	f_s	20kHz
Relação de transformação do HFT	n	1
Indutância do link CA	L_{km}	50 μH
Capacitor de saída do DAB	C_{om}	1,6 mF
Menor <i>phase shift</i> possível	δ_{min}	$1,7 \times 10^{-6}$ rad
Ganho	α	1 rad/V
Máximo valor para V_{adp}	V_T	10 V

Nesse cenário, os conversores serão alimentados por duas fontes independentes, e suas saídas serão conectadas em paralelo para formar o barramento LVDC, conforme o circuito apresentado na Figura 19. As pontes ativas dos conversores são os módulos SKS 43F B2CI 2 V12 da Semikron. O sistema de controle foi implementado de forma modular, utilizando dois microcontroladores LAUNCHXL-F28379D da *Texas Instruments*, cada um dedicado ao processamento de um conversor DAB. A arquitetura adotada atribui funções distintas a cada controlador — um responsável pela regulação de tensão e o outro pela regulação de corrente —, operando de forma independente e sem qualquer canal de comunicação direta, de modo que a aquisição de sinais é realizada exclusivamente por meio de seus respectivos sensores. Para medições de tensão e corrente, foram empregados os sensores LV 25-P e LA 55-P, respectivamente. Na Figura 23 é apresentado o arranjo experimental.

Os experimentos realizados analisam o comportamento do barramento LVDC em regimes permanente e transitório, a potência fornecida por cada conversor e o tempo de processamento para o controle de tensão e corrente. Os resultados são apresentados mediante a coleta de dados do protótipo e por simulações no MATLAB® Simulink®. Os testes simulados foram realizados utilizando os mesmos parâmetros e condições de carga do protótipo.

Na seção a seguir são apresentados os resultados com a descrição de seus respectivos experimentos.

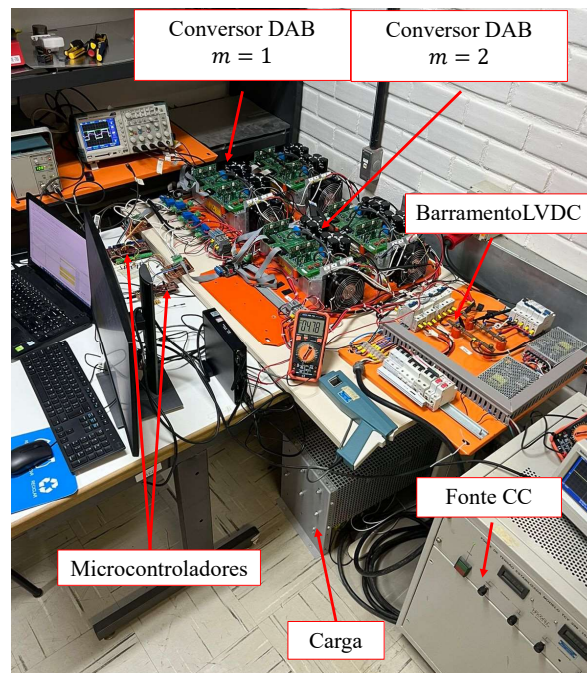


Figura 23 – Bancada experimental construída no LEPAC (UFES).

4.3 RESULTADOS

4.3.1 Esforço Computacional

Um dos desafios significativos no controle preditivo reside na alta demanda de processamento dos microcontroladores. À medida que o número de interruptores aumenta no conversor, também cresce o esforço computacional para controlá-lo. Nesta proposta, cada conversor dentro da topologia sugerida é controlado individualmente, reduzindo, assim, o esforço computacional ao controlar apenas um conversor e facilitando, dessa forma, a modularidade.

Para analisar o esforço computacional de cada controle, o tempo de processamento de cada um foi medido utilizando uma saída digital do microcontrolador, que era alterada a cada ciclo de controle, permitindo a medição do tempo de execução do algoritmo com o uso de um osciloscópio. O controle de tensão implementado requer $9,2 \mu s$, enquanto o controle de corrente requer $9 \mu s$, incluindo os tempos de leitura dos sensores. Considerando que um microcontrolador é utilizado para cada conversor e o tempo máximo para o controle produzir resultados é definido pelo período de comutação, ou seja, $T_s = 50 \mu s$ neste trabalho, existe tempo suficiente para implementar outras funcionalidades práticas no controle, como comunicação serial e proteções para o conversor.

4.3.2 Resposta em Regime Permanente

O comportamento da tensão no barramento LVDC e as formas de onda do *link* CA dos conversores DAB foram analisados com os conversores operando em regime permanente. A carga transferida pelos conversores foi de $1,4 kW$ e o valor desejado para a tensão no barramento

LVDC foi de 140 V. Na Figura 23 (a), as formas de onda do conversor $m = 1$ são apresentadas, obtidas a partir do protótipo, destacando as tensões sintetizadas pelas pontes H do conversor, v_{ca1} e v_{ca2} , a corrente no indutor i_L , e a tensão V_{LVDC} no barramento. Na Figura 24 (b), o mesmo experimento foi realizado de forma simulada no Simulink®.

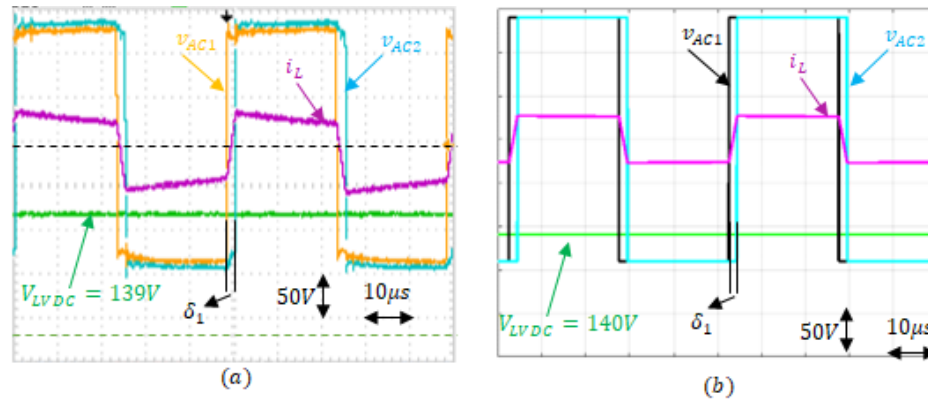


Figura 24 – Tensão e corrente no *link* CA do conversor DAB: (a) Protótipo, (b) Simulado.

Na análise do *link* CA, pode-se observar, no ambiente ideal (simulado), que os picos de tensão v_{ca1} e v_{ca2} coincidem, conforme previsto, devido à igualdade entre a tensão de entrada e a tensão de saída do conversor DAB. No entanto, nos experimentos de protótipo, verificou-se que a tensão v_{ca1} apresenta um valor de pico menor que a tensão v_{ca2} . Esse fenômeno ocorre devido às perdas por condução nos interruptores.

Além disso, observou-se que as transições entre os estados positivo e negativo das tensões no *link* CA, nos resultados do protótipo, são mais suaves. Em outras palavras, essas transições demandam um tempo de comutação, resultando em perdas por chaveamento, representando, assim, outra limitação dos interruptores reais.

Ao analisar o barramento LVDC, no ambiente ideal, o valor desejado foi alcançado com precisão. No entanto, no protótipo, foi identificado um erro inferior a 1% em relação ao valor desejado.

4.3.3 Resposta em Regime Transitório

Foram realizados dois experimentos em regime transitório com o propósito de avaliar o comportamento da topologia proposta.

O primeiro experimento concentrou-se na análise da capacidade de rastreamento do controle proposto. Para isso, um degrau de tensão foi aplicado ao barramento LVDC, inicialmente alterando o valor desejado de 100 V para 140 V e, em seguida, reduzindo-o de 140 V para 100 V. Na Figura 25(a) é exibida a resposta da tensão no barramento LVDC ao degrau, juntamente com a corrente de saída de cada conversor DAB no experimento de protótipo. Na Figura 25(b), o mesmo experimento é apresentado para o ambiente simulado.

Ao analisar a Figura 25, torna-se evidente a rastreabilidade do sistema de controle proposto tanto no ambiente simulado quanto no protótipo, mantendo a tensão V_{LVDC} no valor

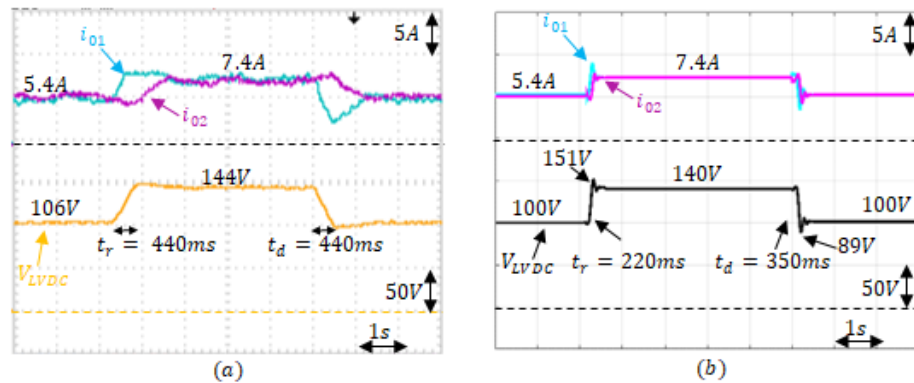


Figura 25 – Resposta ao degrau no LVDC: (a) Protótipo, (b) Simulado.

desejado. Para o experimento em protótipo, o tempo de resposta para ambas as transições (de 100 V para 140 V e de 140 V para 100 V) foi de 440 ms.

Observa-se que a potência compartilhada entre os conversores permanece constante quando o sistema atinge o regime permanente, uma vez que as correntes na saída dos conversores são idênticas. No entanto, durante o regime transitório, destaca-se que a corrente de saída do conversor $m = 1$ responde com maior rapidez. Tal fenômeno é previsível, uma vez que o controlador de corrente está ajustando-se à referência fornecida pelo controlador de tensão.

O ambiente simulado exibiu uma resposta melhor, porém com comportamento semelhante ao realizado no protótipo. Os tempos de resposta foram de 220 ms e 350 ms para as transições 100 V – 140 V e 140 V – 100 V, respectivamente.

No segundo experimento, o objetivo consiste em investigar o comportamento do barramento LVDC diante de distúrbios de carga, avaliando a resposta transitória do sistema, enquanto se mantém a tensão do barramento LVDC em seu valor de referência de 140 V. Para avaliar o comportamento, aplicou-se um degrau de carga de 38%, aumentando de 1,4 kW para 2 kW, e posteriormente a carga foi removida para retornar ao valor inicial. Na Figura 26(a), é apresentado o comportamento da tensão no barramento LVDC e da corrente na saída de cada conversor DAB no experimento de protótipo. Na Figura 26(b), o mesmo experimento é reproduzido no ambiente simulado.

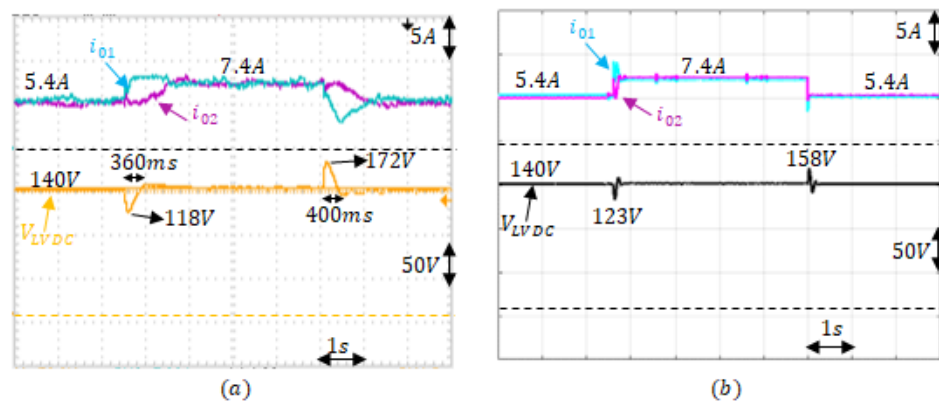


Figura 26 – Comportamento no LVDC à variação de carga: (a) Protótipo, (b) Simulado.

Analisando o comportamento do experimento no protótipo, observou-se um tempo de resposta da tensão de 360 ms durante o aumento de carga e 400 ms durante a redução de carga. Um afundamento de tensão de 15% foi registrado durante o aumento de carga, enquanto uma sobretensão de 22% ocorreu durante a redução de carga. Em ambos os testes (protótipo e simulador), a corrente foi distribuída uniformemente entre os conversores ao operarem em regime permanente. De maneira semelhante ao experimento anterior, o conversor $m = 1$ demonstrou uma resposta mais rápida.

O ambiente simulado apresentou um comportamento comparável ao realizado no protótipo, no entanto, com tempos de resposta mais ágeis e afundamentos e sobretensões mais controlados do que no protótipo.

Embora os resultados das simulações sejam valiosos para o desenvolvimento inicial e a análise teórica de conversores de eletrônica de potência, os resultados do protótipo possuem um valor intrínseco. Isso se deve à possibilidade de validar a proposta de controle sob condições mais realistas de operação, contemplando variações nos parâmetros do conversor, efeitos de temperatura, não linearidades dos componentes passivos e os tempos de comutação dos interruptores, bem como as perdas associadas a esses dispositivos. Dessa forma, os protótipos desempenham um papel essencial na validação e otimização do projeto em condições reais de operação.

4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo investigou uma estratégia de Controle Preditivo (MPC) aplicada a dois conversores DAB independentes, utilizados para formar o barramento de baixa tensão LVDC. Um dos conversores é responsável pelo controle da tensão, enquanto o outro é configurado para injetar a mesma corrente do conversor controlador de tensão, garantindo, assim, uma distribuição equitativa da potência entre os conversores. A abordagem de controle foi validada experimentalmente em um protótipo em pequena escala, e todos os experimentos foram também simulados, permitindo uma comparação rigorosa entre os resultados experimentais e simulados.

Um dos principais desafios na implementação de controle preditivo é o tempo de processamento requerido. No caso em questão, o controle deve entregar os resultados dentro de um intervalo máximo de $50 \mu\text{s}$ ($T_s = \frac{1}{20\text{kHz}}$). No entanto, os cálculos necessários para o controle de tensão e corrente foram realizados em menos de $10 \mu\text{s}$. Isso significa que há um tempo disponível de aproximadamente $40 \mu\text{s}$, o que é mais do que suficiente para a implementação de funcionalidades adicionais, como medidas de proteção do circuito, estabelecimento de comunicações seriais para fins de gerenciamento e monitoramento de variáveis do sistema. Outra opção é aumentar a frequência de chaveamento para reduzir os tamanhos dos componentes passivos.

A abordagem modular de controle proposta, na qual cada conversor é controlado de forma independente, demonstrou ser altamente eficaz para estruturas que possuem um grande número de interruptores. Nesse contexto, o controle preditivo pode ser aplicado individualmente a cada conversor sem que isso comprometa o desempenho geral, permitindo uma operação eficaz

e escalável do sistema.

A resposta do controle à tensão desejada no barramento LVDC apresentou erros inferiores a 5% em condições de regime estacionário, e a distribuição de carga foi uniformemente equilibrada entre os conversores. Em condições transitórias, as correntes apresentaram distúrbios mais significativos, sendo que o conversor responsável pelo controle de tensão respondeu mais rapidamente do que o conversor de injeção de corrente. Isso ocorre porque o controle de corrente utiliza a corrente de saída do conversor controlador de tensão como referência, resultando em um controle de corrente inerentemente mais lento em comparação ao controle de tensão.

Ao comparar os resultados experimentais com as simulações, foi constatado que, embora os resultados experimentais exibam uma resposta mais lenta, o comportamento das variáveis é consistentemente similar entre ambos os ambientes. O grande desafio deste trabalho reside no desenvolvimento de um controle robusto capaz de superar as dificuldades inerentes aos circuitos reais, como as variações nos parâmetros do conversor, a não linearidade dos componentes passivos, atrasos no processamento, ruídos nos sensores, e as perdas por condução e comutação nos interruptores. Apesar desses desafios, o controle preditivo proposto demonstrou respostas consistentes e robustas, assegurando a estabilidade do barramento LVDC, o rastreamento preciso do valor desejado e a distribuição adequada da carga entre os conversores.

Os resultados apresentados neste capítulo foram publicados no *2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP)*, no trabalho intitulado *A Model Predictive Control Strategy for Modular DAB Converter of an Input-Series Output-Parallel Solid-State Transformer*.

5 ESTUDO DE CASO: APLICAÇÃO DO MPC EM UM TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO - SST

A ascensão das fontes renováveis e novas cargas, como veículos elétricos, está mudando o paradigma da rede de distribuição (International Energy Agency, 2021) (Deloitte, 2020). Esse novo cenário, conhecido como *smart grid*, demanda controle preciso de energia, incorporação de sistemas de armazenamento de energia, fácil integração de novas fontes e resposta rápida a transientes (Burmester et al., 2017). Para atender a esses requisitos, é esperado que os transformadores tradicionais venham a ser gradualmente substituídos por sistemas baseados em eletrônica de potência.

O transformador de estado sólido (SST - *Solid State Transformer*) é uma tecnologia que possibilita a construção de novos sistemas de energia. Algumas vantagens do SST são o peso e volume reduzidos em comparação com os transformadores tradicionais, compensação do fator de potência, regulação precisa da tensão de saída, mitigação de harmônicos, limitação da corrente de curto-circuito e imunidade a quedas de tensão, sob certas limitações. No entanto, o SST apresenta desvantagens relacionadas ao custo, confiabilidade e eficiência (Mishra et al., 2021) (Huber; Kolar, 2017).

O SST aplicado em redes de distribuição deve possuir alta capacidade de tensão no lado da média tensão (MT), alta capacidade de corrente no lado de baixa tensão, isolamento galvânico de alta frequência, alta densidade de potência e alta eficiência. A configuração modular multinível baseada na ligação *Input Series Output Parallel* (ISOP) é considerada a topologia preferencial para os SST, devido à sua capacidade de utilizar dispositivos padrão de baixa tensão e possibilitar a implementação de estratégias redundantes para melhorar a resistência a falhas e a disponibilidade do sistema (Costa et al., 2017) (Liserre et al., 2016) (Hannan et al., 2020).

O objetivo deste capítulo é analisar o comportamento do SST utilizando exclusivamente a estratégia MPC em todos os seus estágios, apresentando as interações entre eles, diferente do encontrado na literatura, que demonstra o desempenho efetivo do MPC em cada parte do SST de forma isolada: estágio CA-CC (Campos et al., 2021) (Vasiladiotis et al., 2011), estágio CC-CC (Shao et al., 2021) e estágio CC-CA (Zheng et al., 2020) (Oliveira et al., 2020).

Além disso, este estudo mostra o desacoplamento entre os estágios de controle, indicando que a carga computacional do MPC não está diretamente relacionado ao tamanho do SST e sim ao conversor em questão. O desempenho do SST é avaliado durante os regimes permanente e transitório.

O estágio CC-CC do SST tratado neste capítulo utilizará a topologia discutida no capítulo anterior, ou seja, a OP-DAB, com o objetivo de demonstrar a aplicabilidade da topologia e do controle propostos anteriormente. O DAB é uma escolha eficaz para o estágio CC-CC devido à sua alta eficiência, capacidade de isolamento galvânico e facilidade no controle bidirecional de potência.

5.1 TOPOLOGIA E MODELO MATEMÁTICO DO SST

Diversas propostas de arquiteturas para SST foram apresentadas e categorizadas na literatura. Entre essas configurações, a de três estágios (envolvendo um estágio de média tensão) emerge como uma boa escolha. A topologia escolhida para o presente trabalho foi utilizada por Liserre (Liserre et al., 2016) e Costa (Costa et al., 2017) e permite uma maior flexibilidade no controle dos estágios. Na Figura 27 é mostrado a topologia de SST de três estágios com m módulos adotada neste estudo.

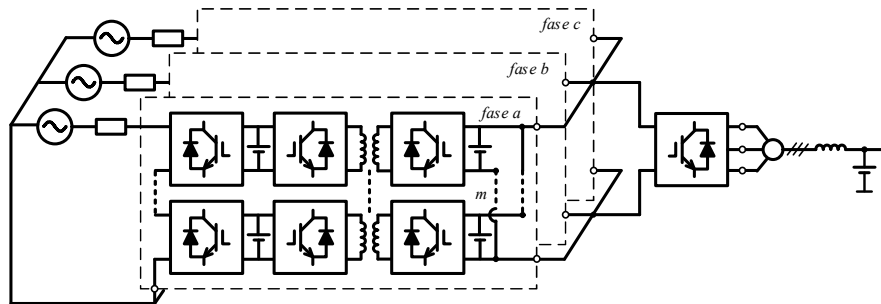


Figura 27 – Topologia de um SST com configuração ISOP.

Conforme mostrado na Figura 27, a rede primária, denominada nesse capítulo como *Medium Voltage Alternating Current* (MVAC), alimenta m conversores CA-CC ligados em série, formando m saídas CC independentes. Cada saída CC independente é conectada a um conversor CC-CC, e as saídas desses conversores são conectadas em paralelo para criar o barramento *Low Voltage Direct Current* (LVDC). Finalmente, o último estágio do SST é o conversor CC-CA, que forma o barramento *Low Voltage Alternating Current* (LVAC).

5.1.1 Modelo do estágio CA-CC com compensação de atraso

O estágio CA-CC é constituído por uma quantidade m de *Full-Bridge* (FB) ligadas em série que possibilita a conexão direta do SST à rede de média tensão. Na Figura 28 é apresentado o estágio CA-CC, ou estágio retificador, usado neste estudo.

Nessa ligação é possível alcançar um total de 2^{2m} estados de chaveamento diferentes, em que m representa o número de módulos FB no SST (Camargo et al., 2020).

O modelo para o lado de média tensão é extraído aplicando a Lei de *Kirchhoff* no lado CA do retificador, representada em (39). Nesta Equação, l_{MV} representa a indutância do filtro do retificador, e r_{MV} representa as perdas elétricas no indutor.

$$v_{MVAC} = r_{MV}i_r + l_{MV}\frac{di_r}{dt} + v_r \quad (39)$$

Para o modelo do lado CC do retificador, o balanço de tensão em cada capacitor está diretamente relacionado ao fluxo de corrente. Assim, quando $V_{MVDC1} = \dots = V_{MVDCm} = V_{MVDC}$, a equação dinâmica de V_{MVDCm} pode ser obtida usando (40).

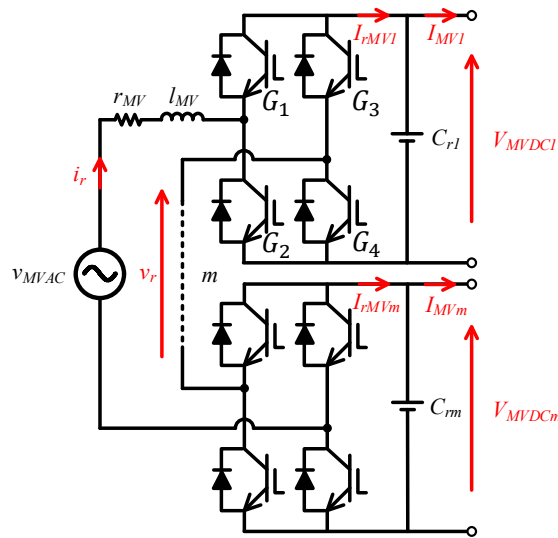


Figura 28 – Topologia de estágio CA-CC usada no SST: FB conectada em série.

$$C_{rm} \frac{dV_{MVDCm}}{dt} = I_{rMVm} - I_{MVm} \quad (40)$$

Em que $C_{r1} = \dots = C_{rm} = C_r$ representam as capacitâncias de cada módulo FB, e I_{rMVm} e I_{MVm} denotam as correntes de entrada e saída do capacitor para cada módulo.

O modelo preditivo é obtido aplicando a discretização de Euler às expressões em (39) e (40), resultando em (41) e (42), respectivamente.

$$i_r(k+1) = i_r(k) + \frac{T_s}{l_{MV}} \left(v_r^k - r_{MV} i_r(k) - v_{MVAC}(k) \right) \quad (41)$$

$$V_{MVDCm}(k+1) = V_{MVDCm}(k) + \frac{T_s}{C_{rm}} \left(S_M^k \cdot i_r(k) - I_{MVm}(k) \right) \quad (42)$$

Em que T_s é o período de amostragem; k e $(k+1)$ representam os valores medidos e previstos das variáveis nos instantes k e $(k+1)$, respectivamente. Os estados de chaveamento do módulo retificador nos valores atuais são representados por S_M^k ; a tensão v_r^k depende do estado dos interruptores de cada módulo FB, sendo definida em (43).

$$v_r^k = (S_{11}^k - S_{21}^k) \cdot V_{MVDC1} + (S_{12}^k - S_{22}^k) \cdot V_{MVDC2} + \dots + (S_{1m}^k - S_{2m}^k) \cdot V_{MVDCm} \quad (43)$$

Em que S_{1m}^k e S_{2m}^k representam o estado de chaveamento, no instante k , do primeiro e segundo braço da m -ésima FB, respectivamente, sendo definido em (44) e (45).

$$S_{1m}^k = \begin{cases} 1, & \text{se } G_1 \text{ está ligado e } G_2 \text{ está desligado} \\ 0, & \text{se } G_1 \text{ está desligado e } G_2 \text{ está ligado} \end{cases} \quad (44)$$

$$S_{2m}^k = \begin{cases} 1, & \text{se } G_3 \text{ está ligado e } G_4 \text{ está desligado} \\ 0, & \text{se } G_3 \text{ está desligado e } G_4 \text{ está ligado} \end{cases} \quad (45)$$

Em que G_1 , G_2 , G_3 e G_4 representam a ativação dos respectivos interruptores da FB.

Uma tensão será sintetizada no instante $(k + 1)$ com base no estado de chaveamento definido no instante k . Durante o intervalo de tempo entre k e $(k + 1)$, serão realizados cálculos para estimar as tensões para o próximo ciclo, ou seja, no tempo $(k + 2)$. Para prever as tensões no instante $(k + 2)$, é necessário realizar a compensação de atraso, ou seja, calcular a tensão no instante $(k + 1)$ com base no estado de chaveamento atual. Após o cálculo da tensão no instante $(k + 1)$, todas as possíveis tensões (considerando todos os possíveis estados de chaveamento) são calculadas para o instante $(k + 2)$. Da mesma forma, a corrente com compensação de atraso é calculada. O modelo preditivo com compensação de atraso é descrito em (46) e (47).

$$i_r^N(k + 2) = i_r(k + 1) + \frac{T_s}{L_{MV}} (v_r^N - r_{MV} i_r(k) - v_{MVAC}(k)) \quad (46)$$

$$V_{MVDCm}^N(k + 2) = V_{MVDCm}(k + 1) + \frac{T_s}{C_{rm}} (S_M^N \cdot i_r(k + 1) - I_{MVm}(k)) \quad (47)$$

Em que $i_r^N(k + 2)$ e $V_{MVDCm}^N(k + 2)$ são as N possibilidades de correntes de entrada e N possibilidades de tensão de saída CC previstas pelo modelo, v_r^N são as N possibilidades de tensão de saída CA, e S_M^N representa os N estados de chave dos m -ésimos módulos retificadores.

5.1.2 Modelo do estágio CC-CA com compensação de atraso

O estágio CC-CA é alimentado pelo barramento LVDC (vindo das saídas conectadas em paralelo dos conversores DAB) e é responsável por formar o barramento LVAC no SST em questão. Para esse objetivo, foi utilizado um *Voltage Source Inverter* (VSI) trifásico com um filtro LC em sua saída para produzir as tensões senoidais para o barramento LVAC, conforme apresentado na Figura 29.

As tensões trifásicas do VSI podem ser representadas pelas coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ por meio da aplicação da transformada de *Clarke*. Aplicando essa transformada, a tensão do capacitor $V_{C\alpha\beta}$, a corrente do indutor $I_{L\alpha\beta}$, a tensão do inversor $V_{\alpha\beta}$ e a corrente de carga $I_{0\alpha\beta}$ são expressas em (48), (49), (50), (51):

$$V_{C\alpha\beta} = v_{C\alpha} + j \cdot v_{C\beta} = T_{3/2} \cdot [v_{Can} + v_{Cbn} + v_{Ccn}]^T \quad (48)$$

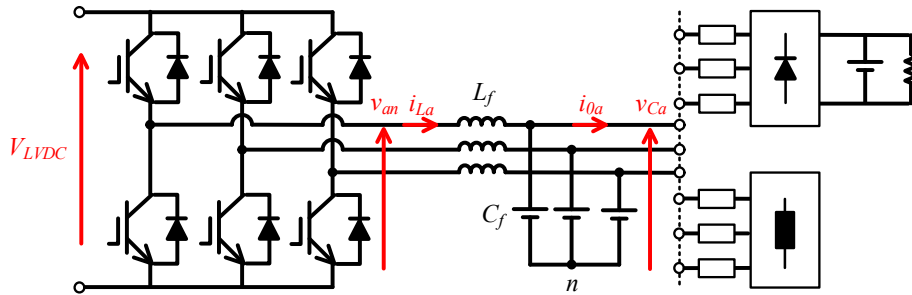


Figura 29 – Topologia típica de um VSI com filtro LC.

$$I_{L\alpha\beta} = i_{L\alpha} + j \cdot i_{L\beta} = T_{3/2} \cdot [i_{La} + i_{Lb} + i_{Lc}]^T \quad (49)$$

$$V_{\alpha\beta} = v_{\alpha} + j \cdot v_{\beta} = T_{3/2} \cdot [v_{an} + v_{bn} + v_{cn}]^T \quad (50)$$

$$I_{0\alpha\beta} = i_{0\alpha} + j \cdot i_{0\beta} = T_{3/2} \cdot [i_{0a} + i_{0b} + i_{0c}]^T \quad (51)$$

Em que,

$$T_{3/2} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (52)$$

O modelo dinâmico de um filtro LC de segunda ordem é apresentado em (53) e (54):

$$\frac{dV_{C\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{C_f} \cdot (I_{L\alpha\beta} - I_{0\alpha\beta}) \quad (53)$$

$$\frac{dI_{L\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L_f} \cdot (V_{\alpha\beta} - V_{C\alpha\beta}) \quad (54)$$

Em que L_f e C_f são a indutância e a capacitância do filtro.

A dinâmica apresentada em (53) e (54) indica que as variáveis de estado do sistema, $I_{L\alpha\beta}$ e $V_{C\alpha\beta}$, exibem um efeito de acoplamento cruzado. O modelo preditivo discreto do filtro LC que considera o acoplamento cruzado foi usado em (Zheng et al., 2020), sendo expresso em (55):

$$\begin{bmatrix} I_{L\alpha\beta}(k+1) \\ V_{C\alpha\beta}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{L\alpha\beta}(k) \\ V_{C\alpha\beta}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{\alpha\beta}(k) \\ I_{0\alpha\beta}(k) \end{bmatrix} \quad (55)$$

Em que as matrizes de coeficientes são calculadas em (56):

$$\Phi = e^{A \cdot T_s}, \quad \Gamma = \int_0^{T_s} e^{A \cdot \tau} \cdot B d\tau \quad (56)$$

Em que,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \quad (57)$$

Em que T_s é o tempo de amostragem, $I_{L\alpha\beta}(k+1)$ e $V_{C\alpha\beta}(k+1)$ descrevem a compensação de atraso de corrente e tensão no indutor e capacitor, respectivamente. $V_{C\alpha\beta}(k)$ representa a tensão do capacitor medida, $I_{L\alpha\beta}(k)$ a corrente do indutor medida, $I_{0\alpha\beta}(k)$ a corrente de saída medida, e $V_{\alpha\beta}(k)$ a tensão sintetizada nos valores presentes.

Após a compensação de atraso calculada em (55), faz-se a predição da tensão no capacitor considerando as N possibilidades de chaveamento, resultando em $V_{C\alpha\beta}^N(k+2)$, conforme mostrado em (58):

$$V_{C\alpha\beta}^N(k+2) = \Phi_{21} \cdot I_{L\alpha\beta}(k+1) + \Phi_{22} \cdot V_{C\alpha\beta}(k+1) + \Gamma_{21} \cdot V_{\alpha\beta}^N + \Gamma_{22} \cdot I_{0\alpha\beta}(k+1) \quad (58)$$

Em que $V_{\alpha\beta}^N$ representa as N possibilidades de tensão de saída promovidas pelos N estados de chaveamento do inversor. Considerando que a dinâmica da corrente de carga é lenta em relação ao período de chaveamento, tem-se que $I_{0\alpha\beta}(k+1) = I_{0\alpha\beta}(k)$.

5.2 CONTROLE MPC PROPOSTO

Nesta seção, serão discutidas as etapas de controle aplicadas aos estágios CA-CC e CC-CA do SST. No estágio CC-CC, é aplicado o controle discutido no capítulo 4.

5.2.1 Controle do Retificador

O estágio retificador do SST é normalmente conectado à rede pública em média ou alta tensão. À medida que é necessário operar com tensões maiores, mais conversores precisam ser conectados em série, resultando em um número maior de combinações possíveis de estados de comutação, o que provoca um aumento do esforço computacional exigido pelo MPC (Vasiladiotis et al., 2011).

Para minimizar a carga computacional causada por muitos conversores conectados em série, vários estudos foram conduzidos sobre a setorização do conversor multinível. Essa estratégia consiste em dividir o conversor em partes menores, o que reduz significativamente o número de possibilidades que o controle deve avaliar (Bacheti et al., 2022) (Xia et al., 2013).

Neste estudo, cada fase do SST foi ligada a dois conversores conectados em série, isto é, $m = 2$, permitindo que o retificador operasse no barramento MVAC.

O controle do retificador visa garantir a tensão constante nas saídas CC do conversor e o controle de injeção/consumo de energia reativa, que ajuda a regular a tensão na rede pública (barramento MVAC).

Nesse tipo de conversor, a estratégia de controle *Finite Control Set–Model Predictive Control* (FCS-MPC) é mais usada, pois o FCS-MPC leva em consideração a natureza discreta dos interruptores e, dado que o número de interruptores em um conversor é finito, avalia um número finito de ações de controle (Oliveira et al., 2019). O FCS-MPC busca aplicar um estado de chaveamento ótimo baseado na minimização da função custo. Esta função utiliza o modelo discreto para prever os estados futuros do sistema e compará-los com o valor desejado.

Para o funcionamento do FCS-MPC, o primeiro passo é definir a corrente que o retificador precisa sintetizar (corrente de referência). Utilizando a teoria *pq* (Campos et al., 2021) para calcular a corrente que o retificador deve sintetizar, ou seja, a corrente de eixo direto i_α^* e em quadratura i_β^* , é necessário conhecer a tensão de eixo direto v_α e em quadratura v_β , extraídas das medições dos sensores, bem como a potência ativa desejada P^* e a potência reativa desejada Q^* .

A potência reativa Q^* é escolhida para ajudar na regulação da tensão da rede por meio do erro entre a tensão desejada v_{MVAC}^* e o valor de tensão v_{MVAC} medido na rede pública. Para isso, as componentes de tensão de sequência positiva direta e em quadratura v_α e v_β , respectivamente, de v_{MVAC} são extraídas dinamicamente por meio de um *Second Order Generalized Integrator* (SOGI) (Campos et al., 2021) com um *Frequency Locked Loop* (FLL) (Campos et al., 2021).

Devido à natureza monofásica do circuito (conversor trifásico formado por conversores monofásicos), a componente v_β é fictícia e é obtida por um atraso de um quarto de ciclo do sinal de tensão v_α (Campos et al., 2021). Neste caso, $v_\alpha = v_{MVAC}$. Após a componente de eixo direto v_α ser medida e a componente em quadratura v_β ser sintetizada, elas são usadas para calcular a magnitude de $|v_{\alpha\beta}|$ usando (59).

$$|v_{\alpha\beta}| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (59)$$

O erro entre os valores $|v_{MVAC}^*|$ e $|v_{\alpha\beta}|$ entra em um controlador PI para gerar a quantidade necessária de potência reativa Q^* para ajustar a tensão no barramento MVAC.

Já a potência ativa P^* é escolhida para garantir que a tensão no barramento MVDC seja o valor desejado. Para isso, o valor desejado V_{MVDC}^* é comparado com os valores medidos de V_{MVDC1} e V_{MVDC2} . O erro entre esses valores é usado como entrada para o controlador PI, gerando assim o valor desejado de potência ativa.

Na Figura 30 é mostrado um diagrama simplificado contendo a teoria *pq*, tendo como entrada os valores P^* , Q^* e $|v_{\alpha\beta}|$ para gerar as correntes de referência para o controle preditivo.

Nesse caso, como a componente em quadratura é fictícia, a corrente de eixo direto i_α^* será a corrente que o conversor deverá sintetizar para atingir os valores desejados P^* e Q^* . Portanto,

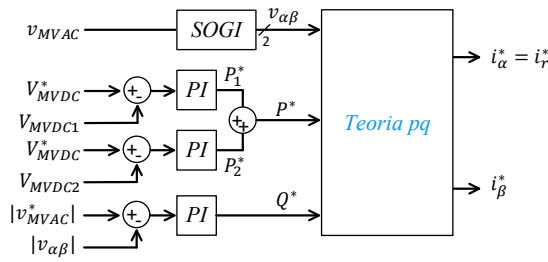


Figura 30 – Sinais de referência da malha de controle principal.

$i_r^* = i_\alpha^*$, em que i_r^* é a corrente da rede pública.

Para definir o estado de chaveamento ótimo do conversor é utilizada a função custo, definida em (60), que envolve a comparação dos valores desejados com os 16 valores previstos pelo MPC.

$$G_R = w_r \cdot (i_r^* - i_r^N)^2 + w_{dc} \cdot (V_{MVDC1}^* - V_{MVDC1}^N)^2 + w_{dc} \cdot (V_{MVDC2}^* - V_{MVDC2}^N)^2 + w_v \cdot (V_{MVDC1}^N - V_{MVDC2}^N)^2 \quad (60)$$

Em que, $w_r = 1$, $w_{dc} = 1$ e $w_v = 2$ são os pesos atribuídos à corrente de entrada, à tensão de saída e ao balanço das tensões do *link* CC.

Na Figura 31 é mostrada uma visão simplificada do FCS-MPC e do circuito de potência do retificador.

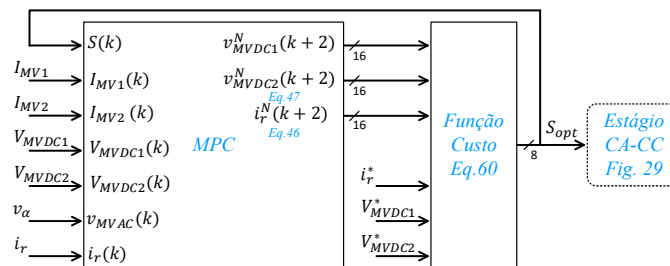


Figura 31 – Visão geral do modelo de controle preditivo e do circuito de potência do retificador.

5.2.2 Controle do DAB

Neste estudo, o conversor DAB é alimentado pelo retificador. Como foram adotadas duas FB em série (ou seja, $m = 2$), serão necessários dois conversores DAB por fase, totalizando seis conversores, para serem conectados às saídas dos retificadores. As saídas dos conversores DAB serão ligadas em paralelo.

Cada conversor DAB é controlado separadamente com seu próprio controle, em que a estratégia adotada foi detalhadamente discutida no capítulo 4. Resumidamente, esta estratégia é baseada no conceito mestre-escravo, onde um conversor regula a tensão no barramento LVDC,

enquanto os outros conversores controlam a corrente para garantir que todos operem com a mesma potência.

5.2.3 Controle do Inversor (VSI)

A técnica FCS-MPC também foi utilizada no controle do VSI devido à sua característica discreta e implementação relativamente simples. Neste estudo, o controle visa gerar tensões trifásicas no barramento LVAC. Assim, a tensão no capacitor de saída deve seguir as tensões trifásicas de referência v_{LVAC}^* .

Um problema comum nos esquemas de controle preditivo é o atraso no acompanhamento da referência, provocado pelo tempo de amostragem (Rodriguez; Cortes, 2012). Uma maneira de reduzir esse atraso é aplicar métodos de extrapolação que preveem a referência em um tempo futuro. Para referências senoidais, a extrapolação de *Lagrange* pode gerar referências futuras usando apenas valores presentes e passados da referência atual (Rodriguez; Cortes, 2012). Em (61) é mostrada a tensão de referência $V_{\alpha\beta}^*$ no instante $(k+2)$ utilizando as coordenadas $\alpha\beta$.

$$V_{\alpha\beta}^*(k+2) = 6 \cdot V_{\alpha\beta}^*(k) - 8 \cdot V_{\alpha\beta}^*(k-1) + 3 \cdot V_{\alpha\beta}^*(k-2) \quad (61)$$

Para definir o estado de chaveamento ótimo do VSI é utilizada a função custo, definida em (62), e seu valor é calculado com base na diferença ao quadrado entre o valor de referência e os 27 valores preditos pelo FCS-MPC.

$$G_I = \left(V_{\alpha\beta}^*(k+2) - V_{C\alpha\beta}^P(k+2) \right)^2 \quad (62)$$

Na Figura 32 é mostrada uma visão geral do FCS-MPC usado no VSI com filtro LC.

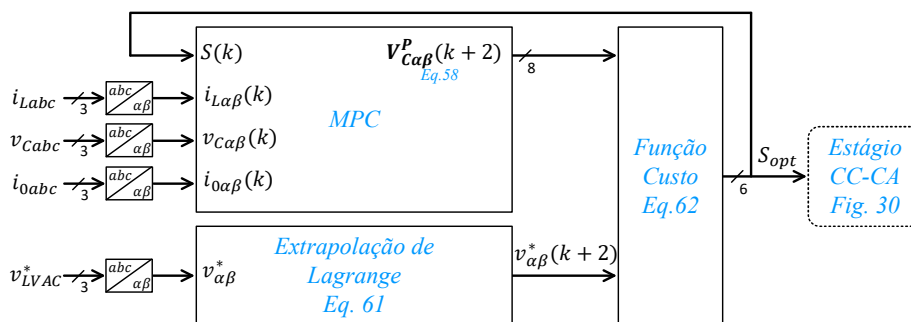


Figura 32 – Visão geral do modelo de controle preditivo usado no VSI.

5.3 METODOLOGIA E RESULTADOS

Os resultados foram obtidos por simulação em tempo real (*Software-in-the-Loop*) no OPAL OP5700 usando a topologia de SST trifásico (Figura 27). Cada módulo foi controlado

por seu respectivo MPC, conforme apresentado previamente. Na Tabela 3 são apresentados os parâmetros dos conversores utilizados na simulação em cada estágio do SST.

Tabela 3 – Parâmetros dos conversores utilizados no SST.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão nominal MVAC	v_{MVAC}	2200 V
Tensão nominal MVDC	V_{MVDC}	1000 V
Tensão nominal LVDC	V_{LVDC}	500 V
Tensão nominal LVAC	v_{LVAC}	220 V
Frequência da rede	f	50 Hz
Tempo de amostragem	T_s	50 μ s
Frequência de comutação	f_s	20 kHz
Potência nominal do SST	P	300 kW
Filtro RL (CA-CC)	l_{MV}	15 mH
Filtro RL (CA-CC)	r_{MV}	10 m Ω
Capacitor (CA-CC)	C_r	40 mF
Indutor (CC-CC)	$L_{(k1,2,\dots,6)}$	31,25 μ H
Capacitor (CC-CC)	$C_{(01,2,\dots,6)}$	15,6 mF
Filtro LC (CC-CA)	L_f	500 μ H
Filtro LC (CC-CA)	C_f	670 μ F

Foram analisados cinco experimentos para demonstrar a capacidade do SST em compensar distúrbios provenientes da rede pública (MVAC):

- **Compensação do Fator de Potência pelo SST:** o SST ajusta o fator de potência, fazendo com que a rede pública enxergue o SST como uma carga com fator de potência unitário, independentemente do tipo de carga que o SST alimenta.
- **Alimentação de Carga Não Linear:** o SST alimenta uma carga não linear na rede de baixa tensão, sendo visto pela rede pública como uma carga linear com fator de potência unitário.
- **Afundamento Trifásico de Tensão:** foi simulado um afundamento trifásico de tensão na rede pública, representando uma falta na rede.
- **Afundamento Monofásico de Tensão:** foi simulado um afundamento monofásico de tensão na rede pública, representando outra falta na rede.
- **Assistência na Regulação de Tensão:** o SST auxilia na regulação da tensão da rede pública por meio da injeção ou consumo de energia reativa.

No primeiro cenário, uma carga linear com fator de potência de 0,8 (indutivo) foi conectada ao barramento LVAC para demonstrar a capacidade do SST em compensar o fator de potência dessa carga. Na Figura 33(a) pode-se analisar o comportamento de todas as etapas do SST, evidenciando que o fator de potência no MVAC é unitário enquanto o SST alimenta

uma carga com fator de potência não unitário, demonstrando assim a efetividade do SST como compensador reativo. No segundo cenário, uma carga não linear foi conectada ao barramento LVAC. Na Figura 33(b) é mostrado que, independentemente de a corrente LVAC não ser senoidal, a corrente na rede MVAC permanece senoidal, mostrando que o SST atua como um compensador de harmônicos para o lado MVAC.

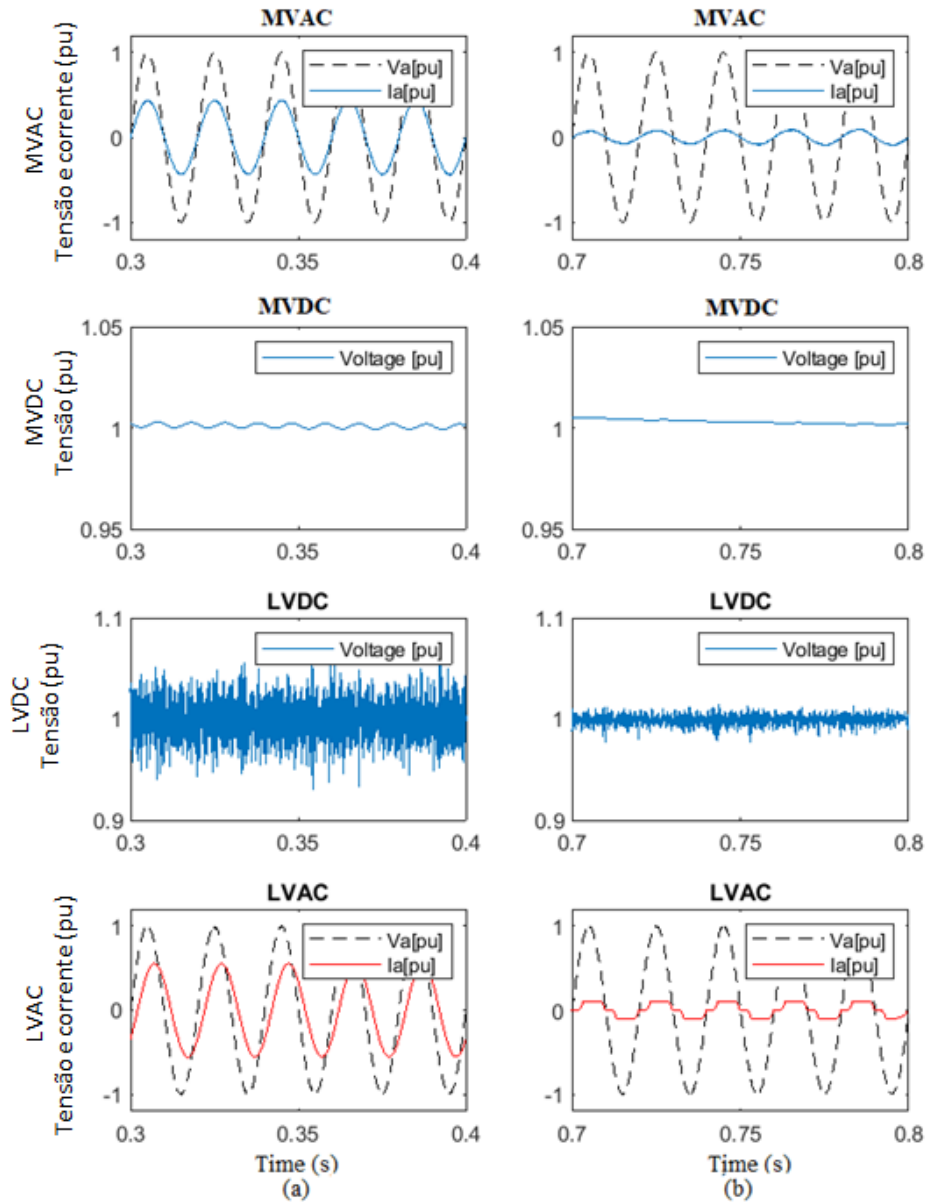


Figura 33 – Rejeição do SST às perturbações na rede: (a) compensação do Fator de Potência, (b) carga não linear na rede de baixa tensão.

Nos terceiro e quarto cenários, foi aplicado um afundamento de tensão trifásico e monofásico, respectivamente, reduzindo a tensão no barramento MVAC para 0,7 pu por 300 ms. Nas Figuras 34(a) e 34(b) são mostradas a resposta em todos os estágios do SST durante a falta trifásica e monofásica, respectivamente. Observa-se que o afundamento da tensão provoca um aumento na corrente no barramento MVAC. No entanto, em ambos os casos, o problema

no barramento MVAC não afeta os demais barramentos do SST. Em uma aplicação real, os interruptores devem suportar esse aumento de corrente para que a compensação da falta no barramento MVAC seja efetiva.

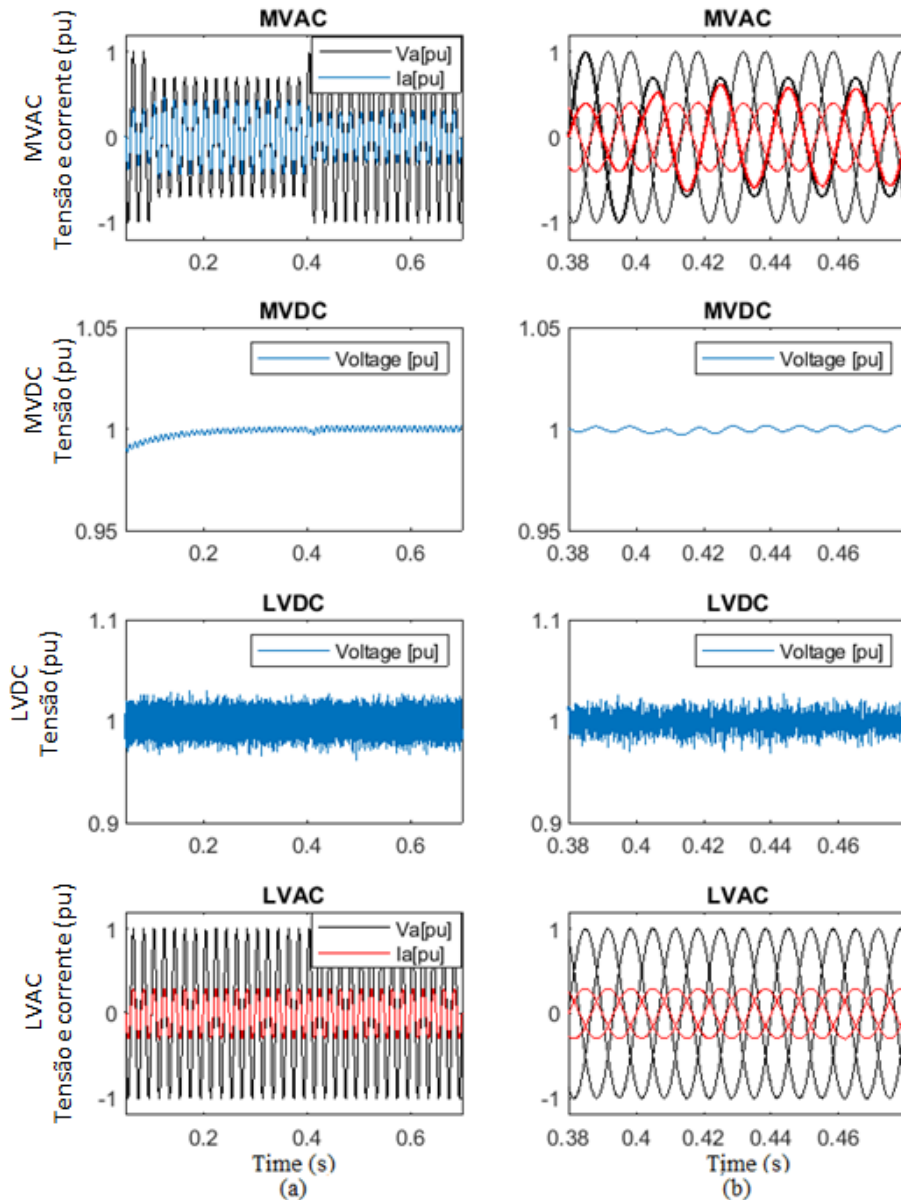


Figura 34 – Rejeição do SST às perturbações na rede: (a) afundamento de tensão após um defeito trifásico no MVAC, (b) afundamento de tensão após um defeito monofásico no MVAC.

Além disso, foi investigada a integração com cargas e geradores CC no barramento LVDC, simulando a injeção de potência proveniente de uma fonte de energia renovável e uma mudança abrupta de potência em uma estação de carregamento rápido de veículos elétricos.

Para simular a entrada de uma fonte de energia renovável, foi aplicado um degrau de potência de 60kW no barramento LVDC. Na Figura 35(a) é ilustrado o comportamento de todos os estágios do SST nesse cenário, evidenciando que o barramento MVDC experimenta um

transitório de aproximadamente 150 ms. Além disso, observa-se um fluxo reverso de energia no SST, ou seja, o SST é percebido pelo barramento MVAC como um gerador de energia.

Para simular o consumo de energia com integração direta em corrente contínua, foi aplicado um degrau de potência de 40kW no barramento LVDC, simulando, por exemplo, uma estação de carregamento rápido de veículos elétricos. Na Figura 35(b) é mostrado o comportamento de todas as etapas do SST neste cenário, onde o transitório é finalizado após 100ms no barramento MVDC.

Nota-se que, em ambos os experimentos (com gerador e com carga), não há problemas em nenhum estágio do SST.

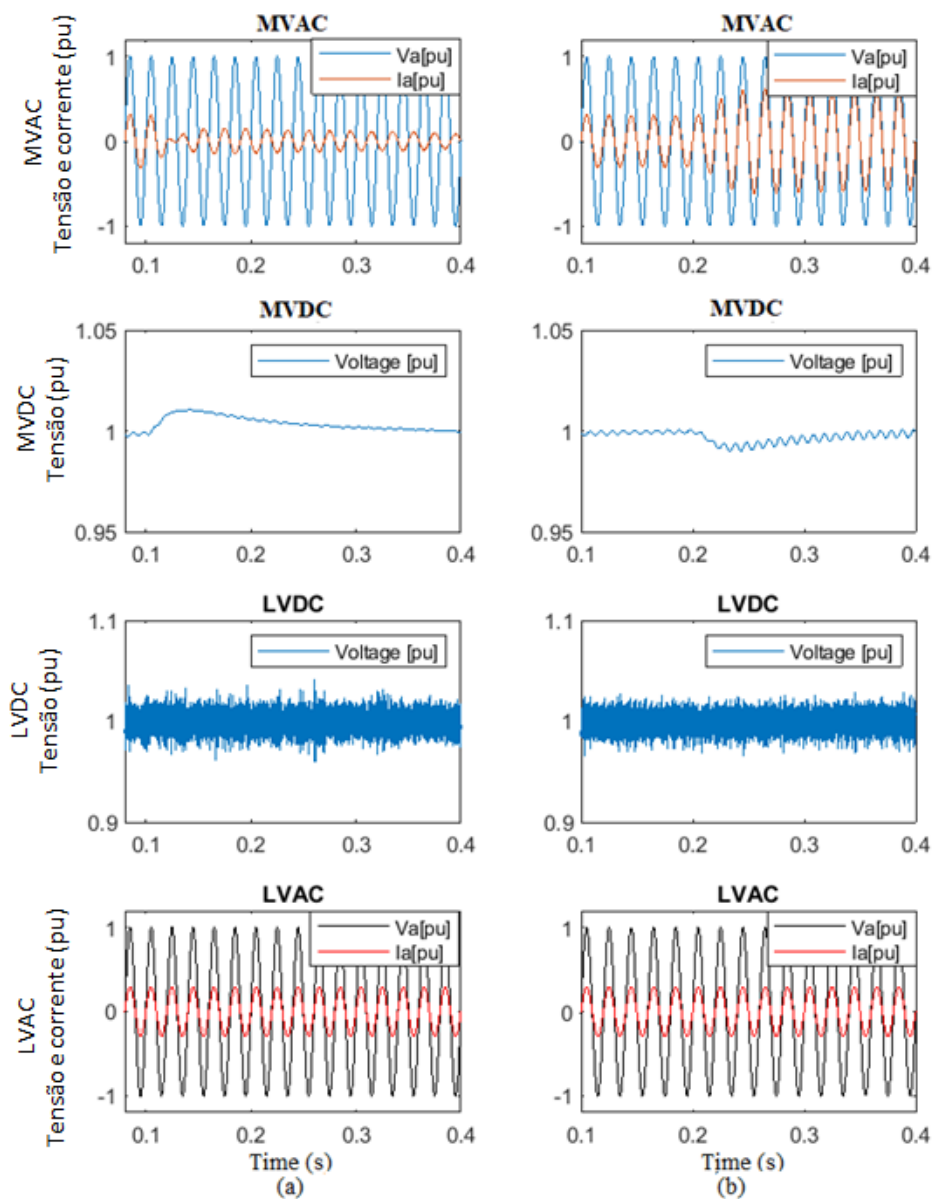


Figura 35 – Rejeição do SST às perturbações na rede: (a) Injeção de energia renovável no lado CC de baixa tensão, (b) Mudança abrupta de potência em uma estação de carregamento rápido de veículos elétricos no lado CC de baixa tensão.

O último experimento tem como objetivo demonstrar a capacidade do SST de auxiliar na

regulação da tensão no barramento MVAC por meio da injeção ou consumo de energia reativa. Na Figura 36 é apresentado um cenário no qual a tensão no barramento MVAC diminui e, posteriormente, aumenta devido a fatores como instabilidades no sistema de geração ou altas impedâncias na linha de distribuição de energia. Na Figura 36(a) é ilustrado o comportamento do barramento MVAC sem controle de potência reativa, enquanto na Figura 36(b) é demonstrado o comportamento com controle de potência reativa. Neste cenário, a tensão no barramento MVAC permanece constante, ao contrário do que ocorre na Figura 36(a).

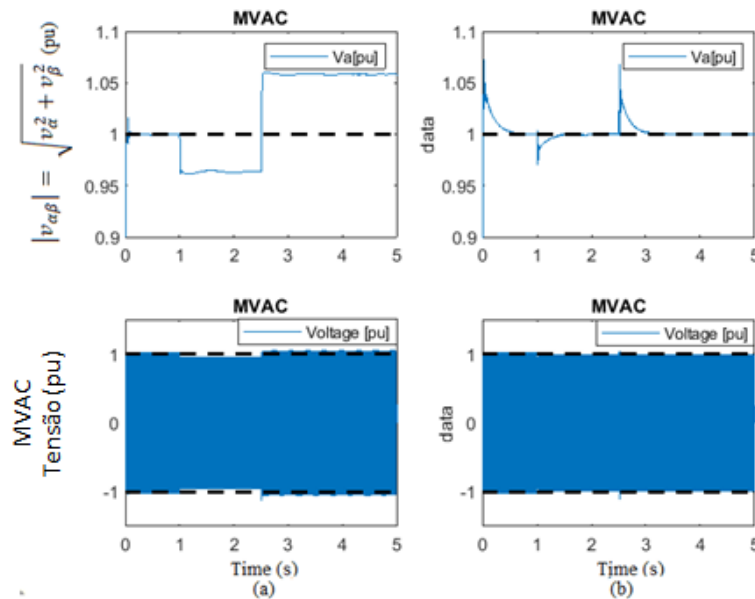


Figura 36 – Assistência no ajuste da tensão do MVCA: (a) sem compensação de reativo, (b) com compensação de reativo

5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foi demonstrada a eficácia do uso do controle preditivo para controlar uma estrutura de SST trifásica completa de forma modular, demonstrando que o esforço computacional, neste caso, não está relacionado ao tamanho do SST. Os resultados alcançados nesse capítulo foram divulgados no artigo *Model Predictive Control for Solid State Transformer*, publicado na revista *Electric Power Systems Research*.

Os resultados da simulação em tempo real demonstram a capacidade do SST em compensar distúrbios vindos da rede pública, incluindo compensação de tensão por meio da injeção/consumo de potência reativa e rejeição; e pelo afundamento de tensão trifásico e monofásico de 0,7 pu na rede pública. Esses resultados demonstram que todos os estágios do SST funcionam perfeitamente a presença de uma falta na rede pública e que o SST pode fazer compensação do fator de potência quando o SST alimenta uma carga com fator de potência não unitário. Além disso, a bidirecionalidade do SST também é demonstrada pela aplicação de fontes de energia renovável no barramento LVDC.

6 ADAPTIVE MODEL PREDICTIVE CONTROL - AMPC

A proposta de controle, delineada neste capítulo, tem como foco o controle da tensão de saída do conversor DAB, assegurando uma resposta dinâmica satisfatória da variável controlada, abrangendo tanto a resposta transitória quanto o estado estacionário. Além disso, outra preocupação do controle é garantir a máxima eficiência na transmissão de potência do conversor DAB.

A técnica de modulação SPS é a mais comum utilizada em conversores DAB devido à sua simplicidade e capacidade de ZVS em uma ampla faixa de operação. No entanto, em situações em que a relação de transformação do conversor é significativamente diferente do valor unitário, especialmente em cargas baixas, a comutação suave torna-se difícil, resultando em um aumento de estresse nos interruptores. Para superar esse problema, uma solução é utilizar diferentes técnicas de modulação que ofereçam mais graus de liberdade.

A estratégia de modulação *Triple Phase Shift* (TPS) é uma técnica avançada que permite melhorias na faixa de comutação suave e na eficiência energética do conversor devido aos seus três graus de liberdade: τ_1 , τ_2 e δ (Song et al., 2019), (Lin et al., 2021). No entanto, essa técnica opera com um grande número de modos de comutação possíveis, exigindo algoritmos complexos para determinar seus parâmetros ótimos. Por outro lado, trabalhos encontrados na literatura mostraram que o uso apenas de dois modos de operação da modulação TPS, trapezoidal e triangular, já proporciona melhorias significativas na eficiência do conversor (Hu; Cui; Doncker, 2021), (Liu et al., 2020), (Schibli, 2000). A modulação triangular é considerada um caso especial da modulação trapezoidal. A vantagem em usá-las é que a transição entre elas acontece sem descontinuidades na transferência de potência.

O controle proposto neste capítulo é baseado no *Moving-Discretized-Control-Set Model-Predictive-Control* (MDCS-MPC) (Chen et al., 2019b), (Chen et al., 2019a), (Tarisciotti et al., 2020), (Yade et al., 2015), originalmente concebido para uso com a modulação SPS. Nessa tese, esse controle foi expandido para incluir as modulações triangular e trapezoidal, desenvolvendo-se assim o controle *Adaptive Model Predictive Control* (AMPC).

O AMPC decide qual modulação utilizar com base na potência transferida pelo DAB. Se o conversor estiver operando dentro da região de comutação suave abrangida pela modulação SPS, esta será utilizada. Caso contrário, o controle decidirá entre as modulações triangular e trapezoidal, priorizando a modulação triangular. Esta é preferida porque opera com 6 comutações suaves em um total de 8 comutações por ciclo. Entretanto, a modulação triangular não consegue transferir altas potências. Quando o conversor atinge o limite de transferência de potência pela modulação triangular, o controle escolherá a modulação trapezoidal.

Assim, o AMPC assegura uma boa resposta dinâmica ao conversor e permite que ele opere com altos rendimentos mesmo em baixas potências, aproveitando as características das modulações triangular e trapezoidal. Quando o conversor opera em sua região nominal, aproveita-se das características de comutação suave oferecidas pela modulação SPS, ou seja, o AMPC

permite que o conversor opere com altos rendimentos em baixas cargas sem comprometer suas características na região nominal de operação.

A principal contribuição é a melhoria no rendimento do conversor nas cargas baixas sem a necessidade de métodos complexos de otimização, pois a modulação trapezoidal e a modulação triangular podem estender natural e sequencialmente a fronteira de comutação suave da modulação convencional do SPS para toda a faixa (Hu; Cui; Doncker, 2021).

6.1 TOPOLOGIA

Neste estudo, a topologia ANPC é utilizada no lado de alta tensão e uma ponte H no lado de baixa tensão formando a topologia ANPC-DAB, conforme ilustrado na Figura 37.

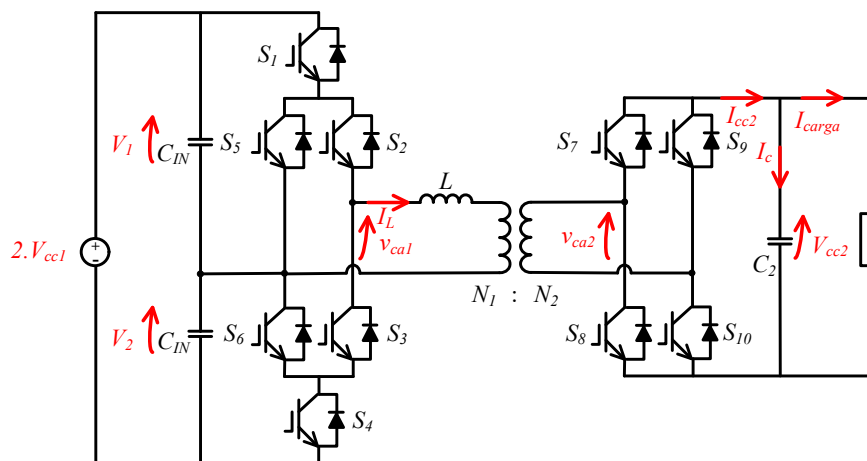


Figura 37 – Topologia ANPC-DAB.

Uma característica fundamental do conversor DAB é sua capacidade de operar em ZVS, independente da topologia em que é construído (Gu et al., 2018). Isso garante que o ANPC-DAB pode operar com o controle AMPC, assegurando que ocorram as mesmas comutações suaves previstas, inicialmente, para essa técnica de controle.

6.1.1 Estados de Chaveamento do ANPC-DAB

O conversor 3L-ANPC possui um interruptor ativo conectado em paralelo com cada diodo de grameamento. Esses dois interruptores permitem que o terminal CA seja conectado ao ponto médio da ligação CC (ponto neutro) em mais de um estado de comutação. Os quatro estados zero resultantes são apresentados na Tabela 4 e descritos como Z_{OH1} , Z_{OH2} , Z_{OL1} e Z_{OL2} . Isso permite uma melhor distribuição das perdas nas chaves do conversor, aumentando sua capacidade de processamento de energia.

Tabela 4 – Sequências de comutação do conversor 3L-ANPC.

Lado CA	Estado de chaveamento	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
V_{cc1}	P	1	1	0	0	0	1
0	Z_{OH1}	0	1	0	1	1	0
0	Z_{OH2}	0	1	0	0	1	0
0	Z_{OL1}	1	0	1	0	0	1
0	Z_{OL2}	0	0	1	0	0	1
$-V_{cc1}$	N	0	0	1	1	1	0

O esquema de comutação utilizado neste trabalho é apresentado na Figura 38, onde são exibidas as tensões v_{ca1} e v_{ca2} sintetizadas e os pulsos de disparo nos interruptores para ambos os lados do conversor, destacando o ciclo positivo em vermelho e o ciclo negativo em azul.

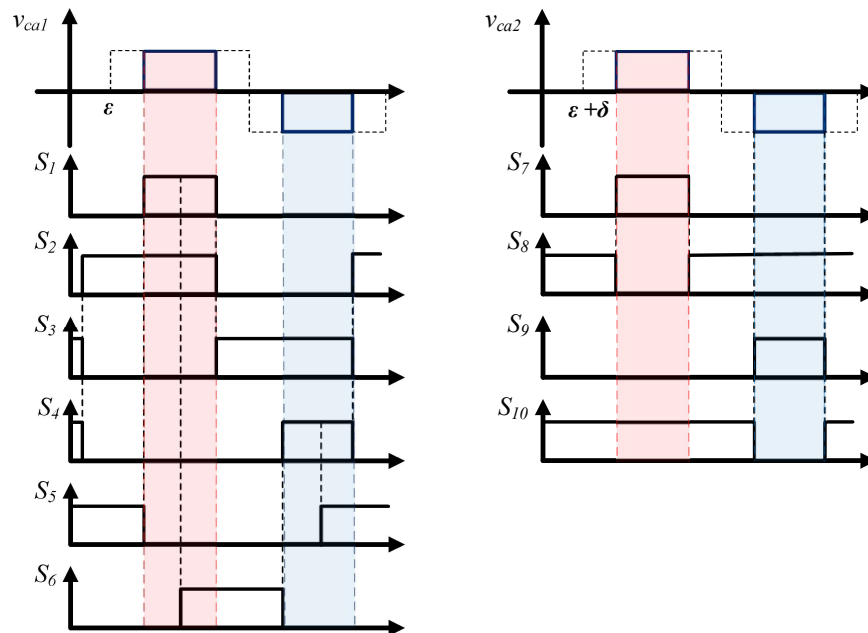


Figura 38 – Tensão e pulsos de disparo nos interruptores para ambos os lados do conversor.

6.2 CONTROLE PROPOSTO

O principal objetivo do AMPC é manter a tensão de saída do conversor DAB (V_{cc2}) no valor desejado, garantindo as menores perdas nas pontes ativas.

Neste capítulo, o controle aplicado ao conversor segue uma abordagem similar àquela apresentada no Capítulo 4. De forma geral, o primeiro passo consiste em definir um conjunto de opções de *phase shift* que permitem ao controle ajustar a potência transferida pelo conversor a cada ciclo. Conforme descrito em (33), esse conjunto oferece três possibilidades: uma para

reduzir a potência, outra para mantê-la constante e uma terceira para aumentá-la, de maneira a garantir flexibilidade no controle dinâmico do sistema.

A escolha do parâmetro δ_{step} , responsável pelo incremento ou decremento da *phase shift* atual e desempenha um papel crucial para ajustar a resposta do sistema, permitindo uma maior ou menor precisão, como descrito em (34) e (35). Este controle adaptativo permite que a resposta seja rápida quando necessário, sem comprometer a precisão, ajustando o valor de δ_{step} dinamicamente, de acordo com a distância entre o valor atual da variável de controle e seu valor desejado.

As vantagens desse método são: baixo custo computacional (analisa 3 estados da variável de controle), frequência de chaveamento fixa (a variável de controle entra em um modulador), resposta dinâmica rápida e supressão do desvio de tensão em relação ao valor desejado.

O próximo passo é definir a modulação, ou seja, os valores de τ_1 e τ_2 para cada valor contido em δ_{set} . O sistema de controle verificará se é possível operar com modulação triangular no ponto de operação atual do conversor DAB, visto que essa modulação promove seis comutações suaves de oito em um ciclo. A potência máxima transferida pela modulação triangular ocorre quando o valor de τ_1 atinge π rad. Se não for possível transferir a potência necessária para o conversor DAB por meio da modulação triangular, utiliza-se a modulação trapezoidal. A modulação trapezoidal pode transferir mais potência do que a modulação triangular, mas em cada ciclo (oito comutações), há quatro eventos de comutação suave. Os valores de PWM's serão calculados para cada valor de δ^N , gerando os conjuntos τ_1^N e τ_2^N .

O algoritmo de seleção da modulação e dos PWM's é mostrado na Figura 39.

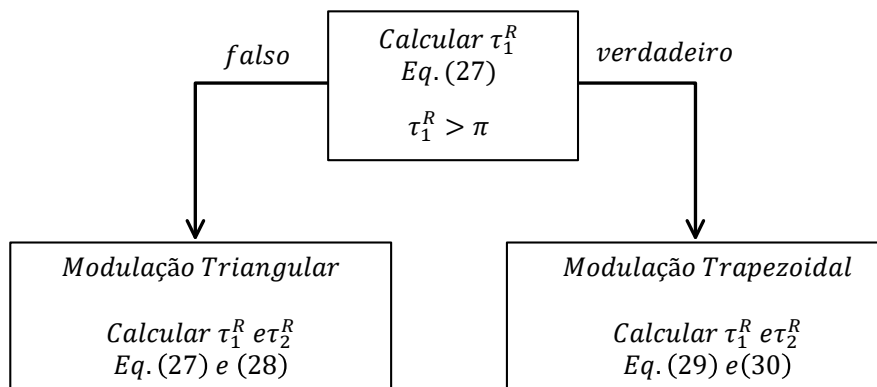


Figura 39 – Algoritmo de seleção da modulação: Triangular ou Trapezoidal.

6.2.1 Compensação de erro e função custo

Normalmente, a aplicação do controle preditivo requer técnicas adicionais para compensar erros de previsão nas variáveis controladas. Uma maneira de reduzir esses erros é aprimorar o modelo matemático utilizado no controle. No entanto, essa solução aumenta a carga computacional, pois utiliza modelos de ordem elevada. Outro método envolve a compensação por *feedback*.

Esse método tem sido utilizado em diversos trabalhos (Dutta; Hazra; Bhattacharya, 2016) (Shen; Feng; Zhang, 2018), (Aguilera; Lezana; Quevedo, 2012) (Du; Li; Liu, 2018). Neste trabalho, a compensação de erro V^* é mostrada em (63). A diferença entre os valores desejados e medidos da tensão de saída do conversor DAB é adicionada ao valor desejado, resultando em um valor de referência compensado que reduz a imprecisão em estado estacionário (Quevedo et al., 2010).

$$V^* = V_{ref} + (V_{ref} - V_{cc2}) \quad (63)$$

Em que V_{ref} é a tensão desejada.

Por fim, o *phase shift* ótimo e seus PWM internos são definidos pelo menor valor da função de custo por meio da comparação entre o valor desejado e os $R = 3$ valores previstos pelo AMPC. A função de custo G é definida em (64).

$$G = \alpha_1 \cdot G_1 + \alpha_2 \cdot G_2 \quad (64)$$

em que,

$$G_1 = [V^* - V_{cc2}^R(k+2)]^2 \quad (65)$$

$$G_2 = (I_{cc2}^R - I_{carga})^2 \quad (66)$$

Em que α_1 e α_2 são os ganhos de tensão e corrente, V^* é a referência compensada, V_{cc2}^R são as $R = 3$ possibilidades de valor de tensão de saída previstas, I_{cc2}^R são as $R = 3$ possibilidades de valor de corrente de saída previstas, e I_{carga} é a corrente de saída medida pelo sensor.

O primeiro termo, G_1 , é responsável por regular a tensão. Quando a tensão de saída está distante do valor alvo, este termo se torna dominante. Conforme a tensão se aproxima do valor de referência, o segundo termo, G_2 , assume um papel dominante, impedindo ressonância na tensão de saída. Essa oscilação ocorre quando as variáveis de controle (δ , τ_1 e τ_2) se desviam do ponto de operação desejado. O ajuste de α_1 e α_2 é realizado de maneira semelhante ao ajuste apresentado em (Dragičević; Novak, 2018) e são definidos como $\alpha_1 = 1$ e $\alpha_2 = 2$.

Além disso, uma penalidade é imposta à função de custo se a tensão nos capacitores de entrada cair abaixo de 80% do valor nominal. Essa penalidade evita que o controle selecione o deslocamento de fase δ_k e $(\delta_k + \delta_{step})$ apresentado em (33), garantindo que o conversor seja capaz de operar sem uma redução drástica na tensão nos capacitores de entrada e impedindo que a proteção do *driver* de acionamento do MOSFET seja ativada devido à ação de controle.

A Figura 40 apresenta uma visão geral do AMPC para a tensão de saída, em que δ_{opt} é o deslocamento de fase ótimo e $\tau_1(\delta_{opt})$ e $\tau_2(\delta_{opt})$ são os PWM's calculados como funções de

δ_{opt} . As chaves do conversor ANPC-DAB são acionadas pelo bloco de controle de modulação com base no *phase shift* e PWM interno fornecidos pela função custo. A construção do bloco de controle de modulação é descrita detalhadamente no artigo *Adaptive model predictive control for DAB converter switching losses reduction*¹.

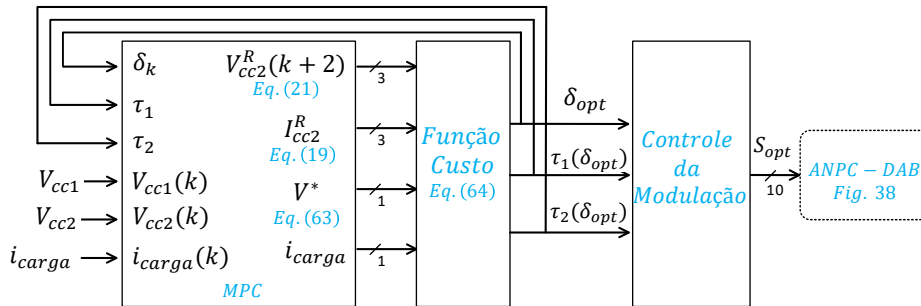


Figura 40 – Visão geral do controle AMPC.

6.2.2 Fluxograma do controle AMPC

O fluxograma do AMPC proposto é apresentado na Figura 41, ilustrando o cálculo do AMPC do período de controle k para $(k + 1)$. O processo inicia-se pela leitura dos sensores e pelo registro do *phase shift* ótimo aplicado no instante k . O passo subsequente consiste na aplicação da compensação do atraso (Eq. (21)). Em seguida, o δ_{step} é calculado e os três *phase shifts* contidos em δ^N são definidos. Uma vez que δ^R está definido, os valores de τ_1^R e τ_2^R são calculados para definir a modulação para cada *phase shift*. A tensão de saída é então prevista para $R = 3$ possibilidades. O próximo passo é aplicar a compensação de referência e calcular a função custo para $R = 3$ possibilidades. Se a tensão nos capacitores de entrada do ANPC estiver abaixo de 80% do valor V_{cc1} , o valor de δ_{opt} é ajustado para $\delta_k = (\delta_k - \delta_{step})$ com seus respectivos $\tau_1(\delta_{opt})$ e $\tau_2(\delta_{opt})$, causando a redução da potência transmitida pelo DAB. Caso contrário, δ_{opt} é ajustado de modo que a função custo seja minimizada com seus respectivos $\tau_1(\delta_{opt})$ e $\tau_2(\delta_{opt})$.

¹ O artigo completo está disponível em: <https://doi.org/10.3390/en15186628>

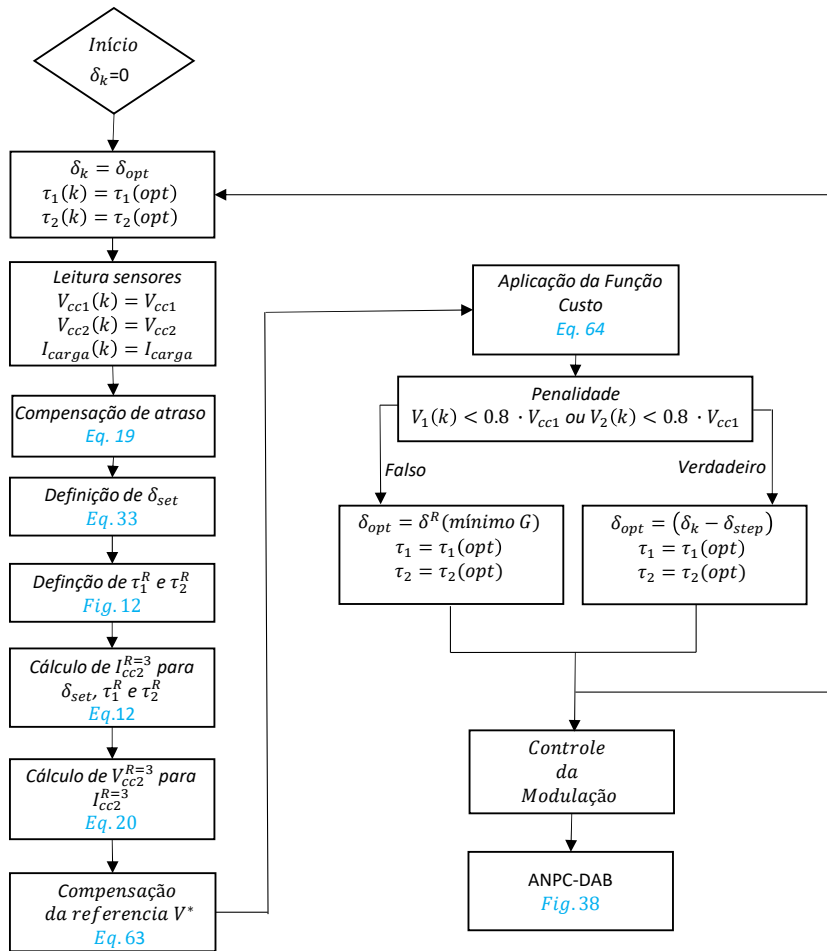


Figura 41 – Fluxograma do controle AMPC.

6.3 METODOLOGIA

A metodologia adotada neste estudo envolveu uma análise abrangente para avaliação do desempenho do AMPC. O controle do conversor pode ser afetado por perturbações de carga em cenários de aplicação real, como por exemplo, a alimentação de inversores trifásicos, estações de carregamento de veículos elétricos e cargas pulsadas. Além disso, é comum que o ANPC-DAB seja alimentado por outros conversores que apresentem ruídos em sua saída, provocando uma perturbação na alimentação do conversor DAB-ANPC. Outra situação particularmente significativa envolve a variação nos parâmetros do conversor devido, principalmente, à temperatura (Bruckner; Bemet, 2001).

Dessa forma, foram conduzidos experimentos para avaliar a capacidade do AMPC em lidar com esses problemas. Inicialmente, foi realizada uma análise de desempenho que avalia a Rejeição de Perturbação de Tensão de Fonte, Rejeição de Perturbação de Carga, Variações nos parâmetros do conversor DAB-ANPC e análise do termo G_2 da função de custo na resposta do sistema. Esses experimentos foram conduzidos utilizando o OPAL OP5700, que é um simulador em tempo real baseado em FPGA (*Field-Programmable Gate Array*) Virtex-7, capaz de lidar com

cargas computacionais intensivas, garantindo uma execução rápida e eficiente dos algoritmos de controle em tempo real.

Além disso, para validar experimentalmente o controle AMPC, foi utilizado um protótipo em pequena escala do conversor ANPC-DAB operando a 8 kW – 20 kHz – 800 V/400 V. O *setup* experimental incluiu o conversor ANPC-DAB, sistema de controle, simulador de carga e fonte CC.

A parte experimental abrangeu análises de estado estacionário e comportamento transitório, assim como a avaliação da carga computacional do controle. Ao combinar simulações detalhadas com experimentação prática, foi possível obter uma compreensão abrangente do comportamento do controle AMPC em diferentes contextos. As especificações do conversor ANPC-DAB em avaliação estão listadas na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros do conversor DAB.

Variável	Símbolo	Valor
Frequência de Chaveamento	f_s	20 kHz
Tensão de Entrada do DAB	V_{IN}	800 V
Tensão de Saída do DAB	V_{cc2}	400 V
<i>phase shift</i> nominal	Φ	$\frac{\pi}{4}$ rad
Potência nominal do trafo	S	15 kVA
Razão de transformação do trafo	$n = \frac{N_1}{N_2}$	1,2
Indutor de dispersão	L	32 μ H
Capacitor de entrada	$C_1 = C_2$	120 μ F
Capacitor de saída	C_3	160 μ F
Menor ângulo de <i>phase-shift</i>	δ_{min}	0,05°
Ganho	α	1 rad/V
Máximo valor de V_{adp}	V_m	10 V

Todos os experimentos, simulados e prototipados, foram realizados no laboratório de pesquisa da GEISER - *Grupo de Energía, Ingeniería de Sistemas Eléctricos y Redes Inteligentes*, localizado na Universidade de Alcalá de Henares - Espanha. Este laboratório é equipado com instalações de ponta, incluindo laboratórios experimentais, equipamentos de medição e simulação computacional para realizar pesquisas avançadas em energia elétrica. A utilização dessas instalações permitiu a condução de experimentos de alta qualidade e a obtenção de resultados confiáveis para a validação do controle AMPC.

6.4 ANÁLISE DE PERFORMANCE

6.4.1 Rejeição de Perturbação de Tensão de Fonte (RPTF)

O experimento nesta seção consiste em analisar a influência da variação da tensão de entrada do conversor ANPC-DAB no ajuste da tensão de saída, verificando assim a capacidade de Rejeição de Perturbação de Tensão de Fonte (RPTF) do AMPC. Para tanto, foi montado um cenário no simulador em tempo real que permite inserir uma perturbação na tensão de

entrada do conversor, decompondo-a em uma parte CC e outra parte CA. O valor ajustado para a componente CC é o valor da tensão nominal de entrada do conversor, enquanto a componente CA teve a frequência variada ao longo do experimento, mantendo-se sua amplitude constante a um valor de 10% do valor nominal da tensão de entrada do conversor. Para cada frequência inserida na componente CA, verificou-se o comportamento da tensão na saída do conversor. Na Figura 42 é apresentado o circuito usado na simulação para avaliar o RPTF.

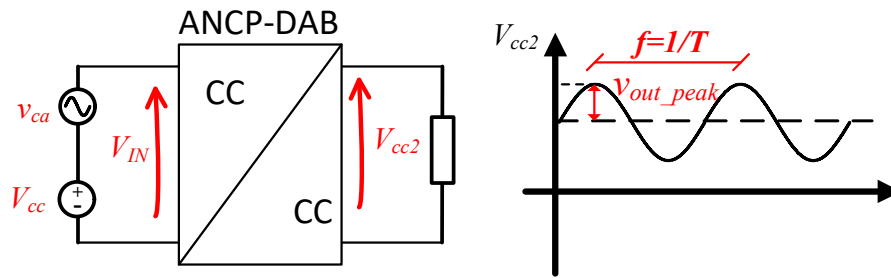


Figura 42 – Simulação em tempo real para avaliar o RPTF.

O RPTF é definido em (67), representando a capacidade do AMPC de rejeitar ruídos provenientes da fonte de alimentação do conversor.

$$G_{RPTF} = 20 \cdot \log \left(\frac{v_{out_peak}(f)}{v_{ca}(f)} \right) \quad (67)$$

Em que $v_{out_peak}(f)$ é o valor do ripple de V_{cc2} na frequência f , e $v_{ca}(f) = 80\text{ V}$ para todas as frequências analisadas.

O experimento envolveu a introdução da tensão senoidal v_{ca} com valor de pico de 80 V e a fonte V_{cc} ajustada para 800 V. Na Figura 43, é mostrada a resposta em frequência para a análise de RPTF.

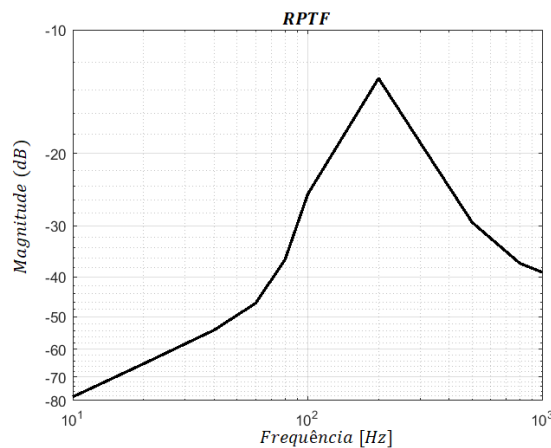


Figura 43 – Resposta em frequência do AMPC: análise RPTF.

O controle AMPC apresentou amplitude G_{RPTF} de -80dB a uma frequência de 10Hz . A degradação mais significativa é observada a 200Hz , com um valor de G_{RPTF} de -13dB .

6.4.2 Rejeição de Perturbação de Carga (RPC)

A análise de Rejeição a Perturbação de Carga (RPC) visa verificar o comportamento do AMPC diante de variações de carga. A métrica utilizada neste estudo foi a análise da impedância de saída, que consiste em analisar a impedância equivalente do conversor para a carga operando em várias frequências. Para modelar a impedância equivalente, o conversor foi representado por uma fonte V_{out} conectada em série com a impedância de saída Z_{out} , conforme mostrado na Figura 44.

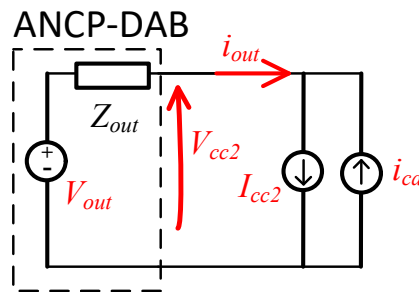


Figura 44 – Modelo para cálculo de impedância de saída.

O modelo de impedância equivalente é definido em (68), representando a impedância de saída do conversor operando com o AMPC.

$$Z_{out} = \frac{v_{out_peak}(f)}{i_{ca}(f)} \quad (68)$$

Em que V_{out_peak} é o valor de ripple de V_{cc2} na frequência f e i_{ca} é a corrente usada para simular a variação de carga.

A coleta de resultados foi realizada utilizando o cenário montado no simulador em tempo real, conforme apresentado na Figura 45.

Durante a análise, a corrente I_{cc2} foi ajustada para 8A e a corrente i_{ca} foi ajustada para $i_{ca} = \frac{7}{\sqrt{2}}\text{A}$ para todas as frequências analisadas, representando a perturbação para simular variações de carga. O valor de i_{AC} foi escolhido para forçar a mudança de modulação durante a simulação. Na Figura 46 é apresentada a resposta em frequência da impedância de saída do conversor.

O controle AMPC apresentou uma impedância de saída Z_{out} de -100dB para frequência de 10Hz , com o pior caso ocorrendo na frequência de 200Hz , com amplitude de -20dB .

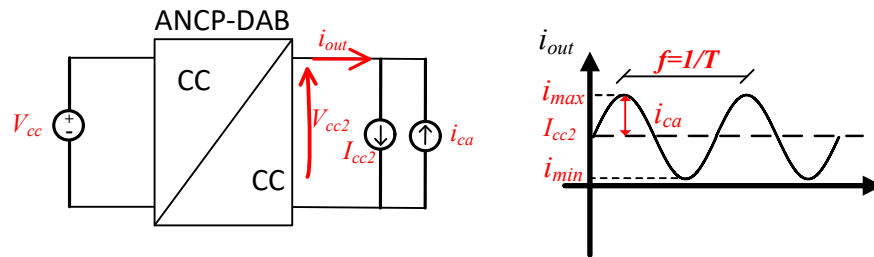


Figura 45 – Simulação em tempo real para avaliar o RPC.

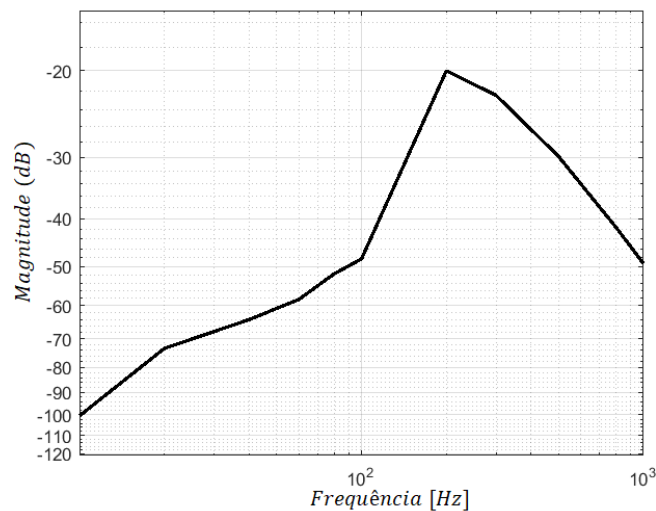


Figura 46 – Resposta em frequência do AMPC: análise RPC.

6.4.3 Variações nos Parâmetros do Circuito

Nesta seção, é apresentada a resposta do controle AMPC às variações realizadas nos parâmetros de projeto do conversor DAB, visando avaliar a robustez do controle proposto. Os principais parâmetros considerados no projeto do conversor DAB são a indutância de transferência de potência e a capacitância na saída do conversor.

Para avaliar o comportamento do AMPC diante de alterações nos parâmetros, inicialmente variou-se a indutância de transferência de potência de 10 em 10% em relação ao seu valor nominal, mantendo-se a capacitância em seu valor nominal. Para cada valor de indutância, foi aplicado um degrau na tensão V_{cc2} de 400 V para 440 V e analisado o comportamento da tensão de saída do conversor. Na Figura 47(a), é apresentado o comportamento da tensão de saída para cada valor de indutor considerado.

De maneira semelhante, repetiram-se os mesmos procedimentos para a análise da variação da capacitância de saída do conversor, mantendo-se a indutância constante durante todo o experimento e variando o valor da capacitância de 10 em 10% em relação ao valor nominal e aplicando o degrau de tensão. Na Figura 47(b), são apresentados os comportamentos da tensão de saída para cada valor de capacitor considerado.

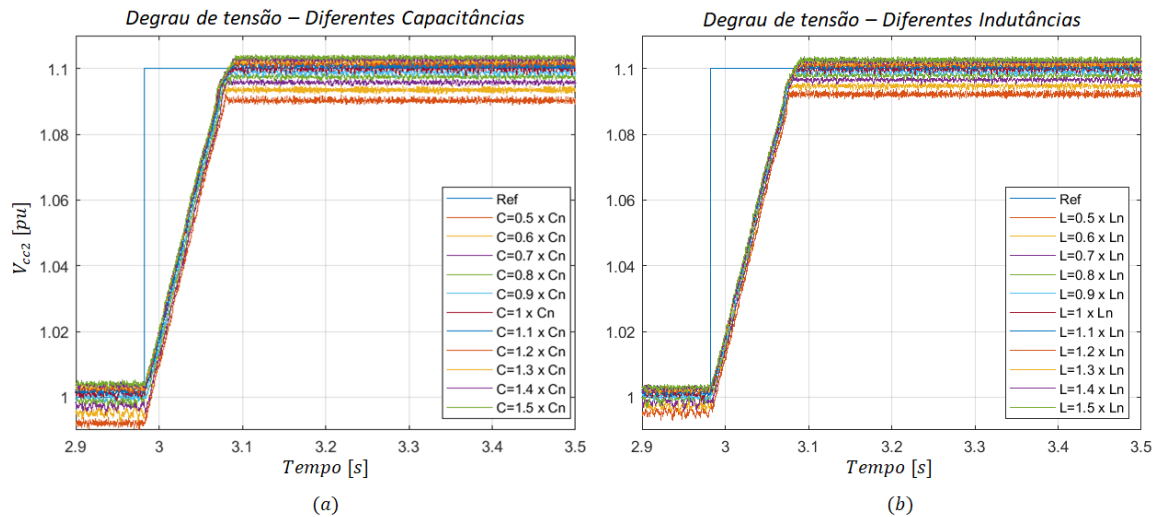


Figura 47 – Comportamento da tensão de saída para parâmetros de variação: (a) indutância L , (b) capacitância C_3 .

Ao analisar a Figura 47, o controle AMPC apresentou erros inferiores a 2%.

Para uma análise sólida e uma avaliação mais precisa dos impactos da variação dos parâmetros do conversor, foi feita uma análise quantitativa dos cenários analisados por meio do *Erro Absoluto Médio* (MAE), definido em (69), em que M denota o número total de amostras coletadas e y_k^* e y_k representam os sinais de referência e medidos no instante k , respectivamente.

$$\text{MAE} = \frac{\sum_{k=1}^M |y_k^* - y_k|}{M} \quad (69)$$

Os resultados são apresentados na Tabela 6, onde são mostrados os MAE da variável controlada V_{cc2} para cada valor de indutor e capacitor analisado.

Tabela 6 – Análise quantitativa da tensão de saída.

Indutor	MAE (V_{cc2})	Capacitor	MAE (V_{cc2})
$L_r = 0,5 \cdot L$	6,10 V (1,52%)	$C_r = 0,5 \cdot C_3$	6,96 V (1,74%)
$L_r = 0,6 \cdot L$	5,19 V (1,29%)	$C_r = 0,6 \cdot C_3$	5,75 V (1,44%)
$L_r = 0,7 \cdot L$	4,56 V (1,14%)	$C_r = 0,7 \cdot C_3$	4,95 V (1,23%)
$L_r = 0,8 \cdot L$	4,05 V (1,01%)	$C_r = 0,8 \cdot C_3$	4,27 V (1,06%)
$L_r = 0,9 \cdot L$	3,69 V (0,92%)	$C_r = 0,9 \cdot C_3$	3,80 V (0,95%)
$L_r = 1,0 \cdot L$	3,52 V (0,88%)	$C_r = 1,0 \cdot C_3$	3,53 V (0,88%)
$L_r = 1,1 \cdot L$	3,57 V (0,89%)	$C_r = 1,1 \cdot C_3$	3,61 V (0,90%)
$L_r = 1,2 \cdot L$	3,71 V (0,92%)	$C_r = 1,2 \cdot C_3$	3,78 V (0,94%)
$L_r = 1,3 \cdot L$	3,86 V (0,97%)	$C_r = 1,3 \cdot C_3$	3,94 V (0,98%)
$L_r = 1,4 \cdot L$	3,99 V (0,99%)	$C_r = 1,4 \cdot C_3$	4,12 V (1,03%)
$L_r = 1,5 \cdot L$	4,09 V (1,02%)	$C_r = 1,5 \cdot C_3$	4,25 V (1,06%)

Os resultados indicam que o controle é mais robusto diante da variação de indutor, com o pior MAE atingindo 1,52%. Já para as variações do capacitor, o pior caso de MAE foi de 1,74%.

6.4.4 Análise da função custo

O termo G_2 presente na função custo tem como finalidade atenuar a ressonância na tensão de saída V_{cc2} . Para avaliar a eficácia desse termo, foi realizada uma simulação em tempo real na qual o termo G_2 foi desativado, configurando-se $\alpha_2 = 0$. Nessa condição, a frequência de ressonância medida foi de 1 kHz.

A Figura 48 ilustra o impacto do termo G_2 no comportamento da tensão de saída do conversor ANPC-DAB, evidenciando uma clara redução da ressonância em regime permanente. A mitigação dessa ressonância não apenas reduz o ruído acústico emitido pelo transformador, mas também contribui para uma diminuição significativa das perdas no transformador.

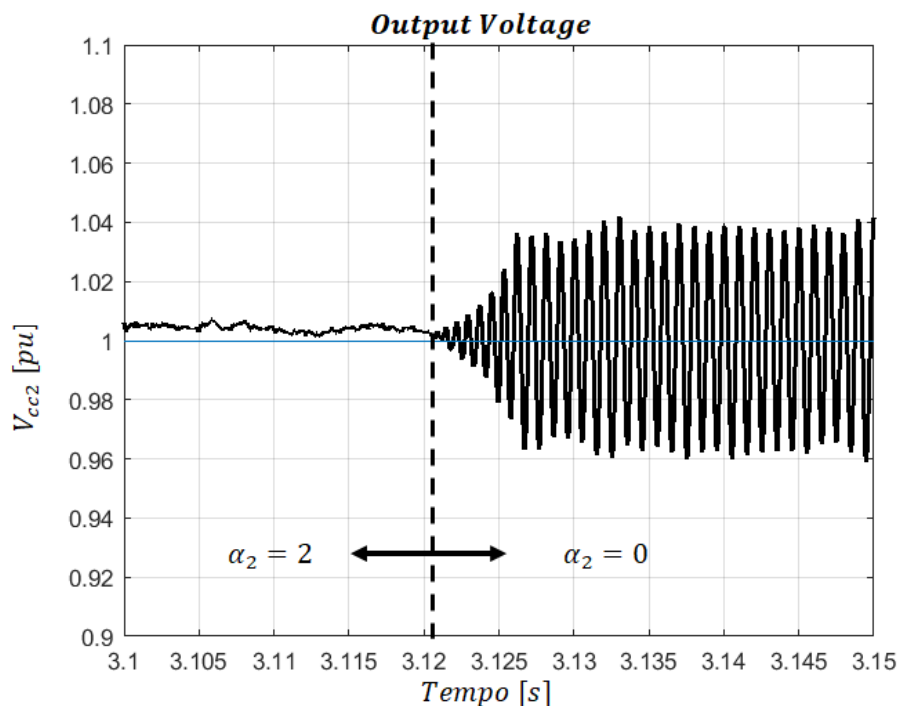


Figura 48 – Verificação da eficácia de G_2 .

6.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais incluem a análise em estado estacionário, o comportamento transitório e a avaliação do esforço computacional provocado pelo controle. O desempenho em estado estacionário do conversor ANPC-DAB foi avaliado em termos de tensão de saída, tensões no *link* de CA, corrente do indutor e perdas globais. As perdas globais foram calculadas por meio da medição da potência de entrada e saída enquanto o conversor opera em estado estacionário. Em seguida, essas perdas foram comparadas quando se utiliza o MPC tradicional, referido aqui como MPC, e AMPC.

A análise do comportamento transitório foi conduzida em dois cenários distintos: (i) sob variação da carga, avaliando a capacidade do AMPC em preservar a tensão de saída no valor

desejado, e (ii) em resposta à aplicação de um degrau de tensão com carga fixa. Adicionalmente, foi realizada uma comparação sistemática do desempenho da tensão de saída do conversor operando sob o controle MPC e sob a estratégia AMPC.

O controle visa estabilizar a tensão de saída do conversor em 400 V, sendo alimentado por uma tensão de 800 V.

6.5.1 Hardware Utilizado

A plataforma experimental é composta pelo conversor ANPC-DAB, sistema de controle, simulador de carga e fonte de corrente contínua. O conversor ANPC-DAB foi construído utilizando os módulos CREE CAS120M12BM2, que são módulos meia ponte com tecnologia SiC MOSFET (MOSFET de Carbetto de Silício). O braço ANPC e a ponte H foram interligados pelo transformador de média frequência especificado na Tabela 7.

Tabela 7 – Especificações do transformador.

Parâmetro	Especificação
Tensão de Entrada Máxima	1 kV
Tensão de Saída Máxima	800 V
Voltas no Primário	18 Unifilar
Voltas no Secundário	15 Bifilar
Fio Litz (dimensões 3 × 4.3 mm)	1100 fios de 0.071 mm
Núcleo	UU 7020 Material CF139
Radiadores	Comprimento padrão de 100mm (RG14065/100) da Guasch

O capacitor M119550731 77 G, 10 μ F, 1,3kV foi utilizado para formar os bancos de capacitores de entrada (dois blocos de 12 capacitores — $C_1 = C_2 = 120 \mu$ F) e bancos de capacitores de saída (16 capacitores — $C_3 = 160 \mu$ F).

Para o sistema de controle foram utilizados três sensores de tensão isolados LEM DVC 1000-P (dois para os capacitores de entrada do ANPC e um para a tensão de saída), e um sensor de corrente LEM LA 55-P para monitorar a corrente de saída.

A carga de saída do ANPC-DAB foi simulada utilizando um Cinergia GE&EL-50, um dispositivo de eletrônica de potência capaz de simular redes elétricas CA e CC. Neste estudo, o dispositivo foi configurado para simular cargas resistivas. A alimentação do ANPC-DAB foi feita por meio de duas fontes de corrente contínua programáveis ePower SPS 15 kW, ligadas em série.

O sistema de controle é feito no OPAL OP5700-RCP/HIL, hardware baseado em FPGA Virtex7, que é equipado com um processador Intel Xeon E5 com 8 núcleos, frequência de 3,2 GHz e cache de 20 MB, garantindo a capacidade de processamento do algoritmo AMPC.

A configuração experimental é mostrada na Figura 49.

Os quatro sinais analógicos dos sensores DAB são recebidos e processados pelo OPAL, que gera os pulsos para acionar os SiC MOSFETs. O sinal de acionamento é transmitido por fibra óptica entre OPAL e ANPC-DAB.

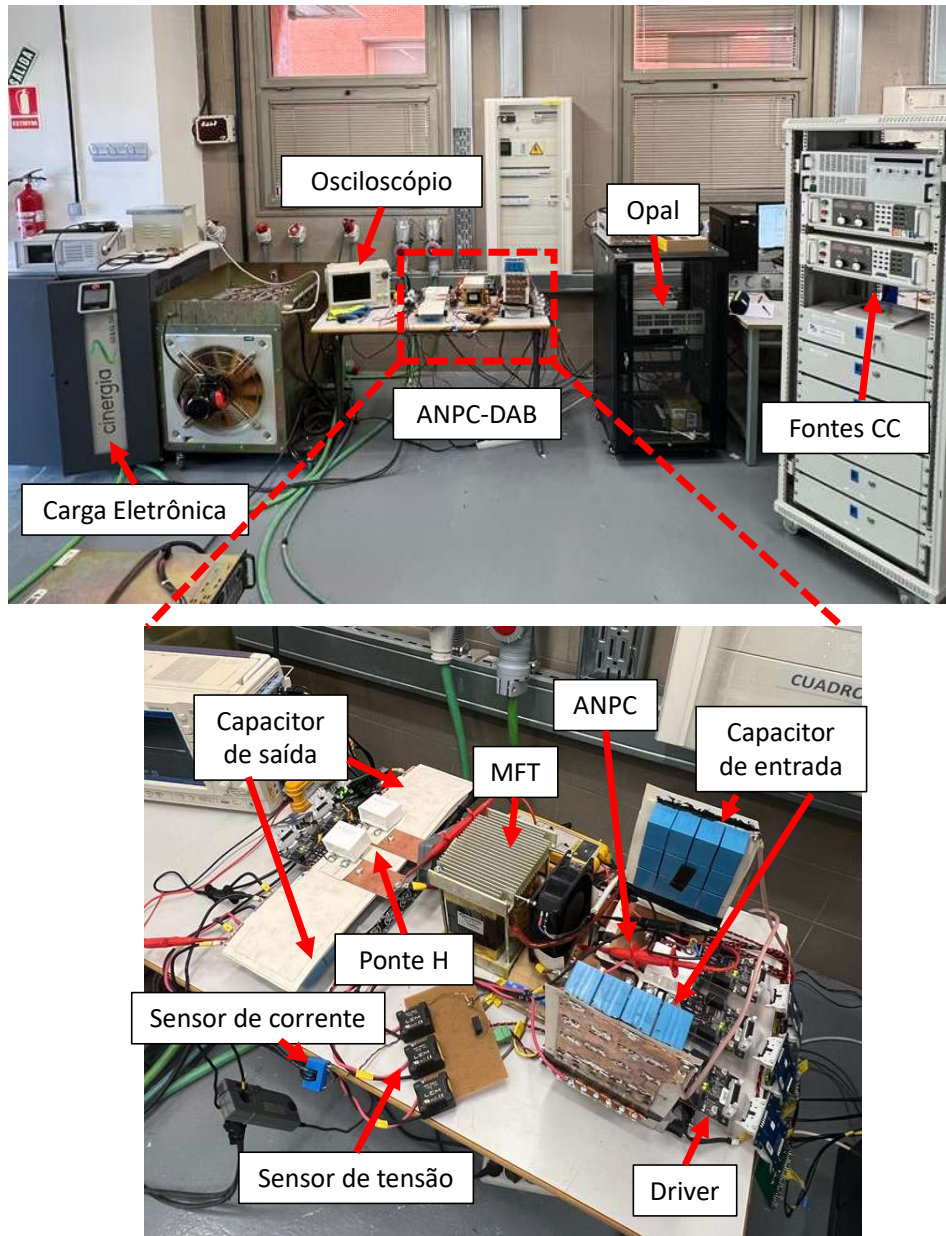


Figura 49 – *Setup* experimental para validação do AMPC.

6.5.2 Esforço Computacional

O tempo de computação do AMPC foi medido utilizando recursos do OPAL. O controlador AMPC necessita de $9,5 \mu\text{s}$ para ser executado, enquanto o tempo de execução do MPC foi de $8,7 \mu\text{s}$. O AMPC não utiliza técnicas complexas de otimização, necessitando praticamente do mesmo tempo de processamento que o MPC.

No presente trabalho, a frequência de comutação das chaves foi de 20 kHz , o que significa que o sistema tem $50 \mu\text{s}$ disponíveis para realizar todo o ciclo de controle. Portanto, há tempo suficiente para implementar outras funcionalidades, como proteções, comunicação *MODBUS* etc.

6.5.3 Análise de Estado Estacionário

A análise de estado estacionário tem como objetivo comparar o desempenho geral do conversor usando AMPC com o uso de MPC. No primeiro experimento, a carga foi definida como 7,36kW. Neste ponto, o AMPC opera com modulação triangular. As formas de onda de $v_{ca1}(t)$, $v_{ca2}(t)$ e $i_L(t)$ usando AMPC e MPC são mostradas na Figura 50(a) e Figura 50(b), respectivamente.

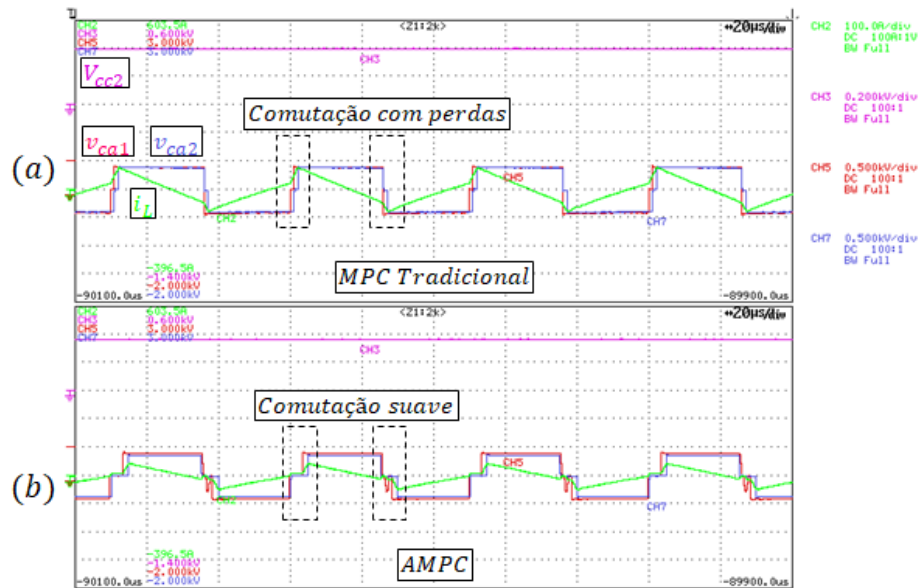


Figura 50 – Formas de onda de $v_{ca1}(t)$, $v_{ca2}(t)$ e $i_L(t)$: (a) controle MPC, (b) controle AMPC.

A segunda carga de teste foi definida como 8,4kW. Neste ponto, o AMPC opera com modulação trapezoidal. As formas de onda de $v_{ca1}(t)$, $v_{ca2}(t)$ e $i_L(t)$ usando MPC e AMPC são mostradas na Figura 51(a) e Figura 51(b), respectivamente.

A análise das Figuras 50 e 51 revela diferenças significativas no comportamento do conversor sob os diferentes regimes de controle. Observa-se que, ao operar com o MPC, o conversor apresenta comutação forçada durante as transições de estado, ficando evidente que tais comutações ocorrem na presença de corrente (ver Figura 50(a) e 51(a)). Em contrapartida, quando o conversor é controlado pelo AMPC, observa-se um regime de comutação suave. Mais especificamente, na Figura 50(b), são identificadas seis comutações suaves em um ciclo de oito comutações (característica da modulação triangular), enquanto na Figura 51(b) são registradas quatro comutações suaves em um ciclo de oito comutações (característica da modulação trapezoidal).

Na Tabela 8 são apresentados os valores de tensão de entrada, tensão de saída, corrente de entrada e corrente de saída para os dois pontos de operação mencionados acima com controle MPC e AMPC.

O controle AMPC proposto demonstrou uma resposta com erro inferior a 1,4% no valor médio da tensão de saída. Esta abordagem aumentou a eficiência global do conversor sem a

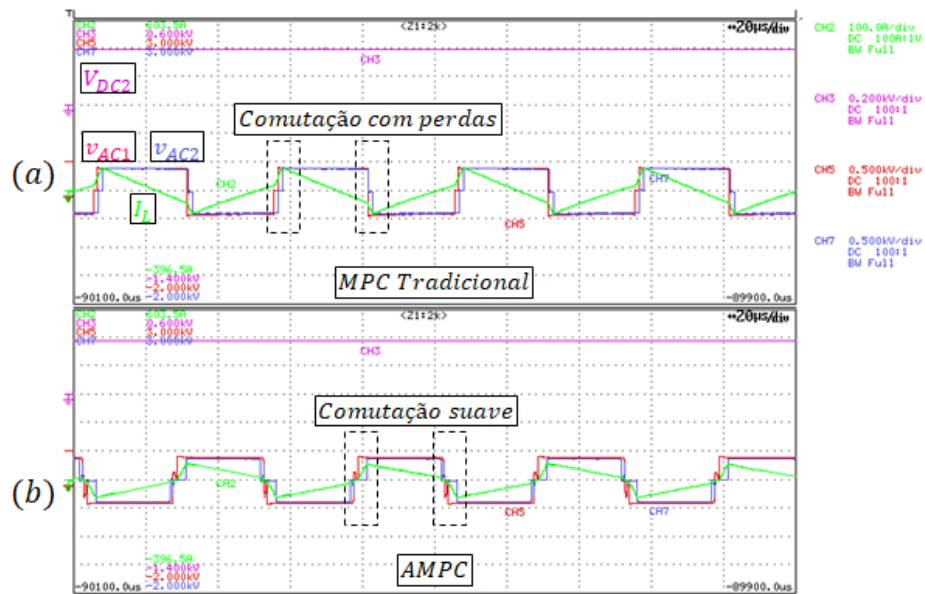


Figura 51 – Formas de onda de $v_{ca1}(t)$, $v_{ca2}(t)$ e $i_L(t)$: (a) Controle MPC, (b) Controle AMPC.

Tabela 8 – Perdas globais em ANPC-DAB para controle AMPC e MPC.

MPC	AMPC
Carga = 7,36 kW	
$V_{IN} = 800,8 \text{ V}$	$V_{IN} = 800,6 \text{ V}$
$I_{IN} = 9,75 \text{ A}$	$I_{IN} = 9,53 \text{ A}$
$V_{cc2} = 396,3 \text{ V}$	$V_{cc2} = 394,5 \text{ V}$
$I_{cc2} = 18,23 \text{ A}$	$I_{cc2} = 18,13 \text{ A}$
$\eta = 92,53 \%$	$\eta = 93,77 \%$
Carga = 8,4 kW	
$V_{IN} = 800,6 \text{ V}$	$V_{IN} = 800,5 \text{ V}$
$I_{IN} = 11,02 \text{ A}$	$I_{IN} = 10,83 \text{ A}$
$V_{cc2} = 396,2 \text{ V}$	$V_{cc2} = 394,8 \text{ V}$
$I_{cc2} = 20,8 \text{ A}$	$I_{cc2} = 20,71 \text{ A}$
$\eta = 93,37 \%$	$\eta = 94,33 \%$

necessidade de modificar o hardware ou aumentar significativamente os esforços computacionais.

Em aplicações de MG, em que os transformadores de estado sólido operam com cargas baixas por períodos prolongados, a alta eficiência é crucial. Para o caso específico do presente estudo, a estratégia de controle AMPC pode economizar aproximadamente 600 kWh de energia em um ano de operação (com uma carga de 8.4 kW, durante 18 horas por dia em baixa carga). Isso equivale ao consumo mensal de três residências, cada uma utilizando 200 kWh, simplesmente alterando a estratégia de controle.

6.5.4 Análise Transiente

O comportamento transiente do controle AMPC foi analisado por meio da variação de carga e da aplicação de um degrau de tensão na saída do conversor. O controle MPC foi submetido às mesmas análises para fins de comparação.

No primeiro experimento, a carga foi aumentada de 7,36kW para 8,40kW, mantendo-se a tensão de saída constante. Esses ajustes permitem avaliar a resposta do AMPC diante de mudanças na modulação, passando, por exemplo, da modulação triangular para a trapezoidal.

Para visualizar a modulação escolhida pelo controle, utilizou-se uma saída analógica do OPAL, possibilitando a visualização da troca de modulação no osciloscópio ao longo do experimento. Na representação, a modulação triangular é indicada por uma tensão de 3 V, enquanto 4 V indica modulação trapezoidal e 5 V representa modulação SPS (utilizada no MPC).

Nas Figuras 52 e 53 é ilustrado o comportamento da tensão de saída para os controles AMPC e MPC, respectivamente. Nas figuras, as linhas roxa, azul e amarela representam a tensão V_{cc2} , a corrente I_{cc2} e a modulação utilizada pelo controle, respectivamente.

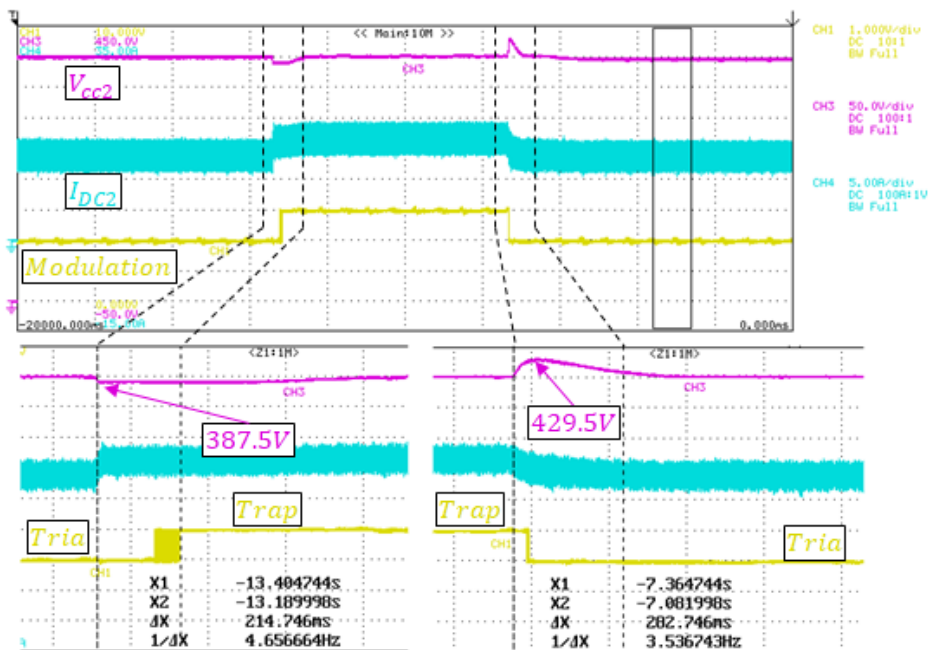


Figura 52 – Desempenho do AMPC sob um *step* de carga.

O controle AMPC demonstrou capacidade para manter a tensão de saída estável e selecionar entre modulações triangular e trapezoidal conforme o ponto de operação, garantindo uma eficiência aprimorada do conversor. O tempo de resposta foi inferior a 282ms, com um *overshoot* inferior a 6,86%. Os resultados detalhados do experimento são apresentados na Tabela 9.

No segundo experimento, a tensão de referência V_{ref} foi aumentada de 380V para 400V. Neste contexto, a estratégia AMPC ajusta dinamicamente o *phase shift* e os PWM's das pontes

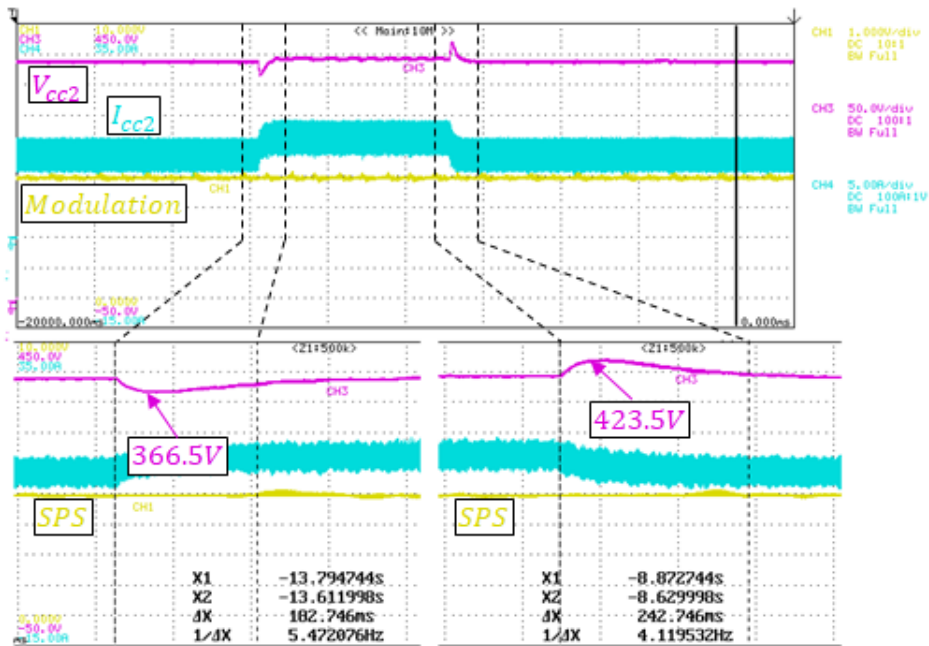


Figura 53 – Desempenho do MPC sob um *step* de carga.

Tabela 9 – Resultados da etapa de carga: comparação de AMPC × MPC.

Transição	AMPC Tempo de Estabilização	MPC Tempo de Estabilização	AMPC Overshoot	MPC Overshoot
7,36kW → 8,40kW	214ms	182ms	$\frac{387,5-400}{400} = -3,1\%$	$\frac{366,5-400}{400} = -8,4\%$
8,40kW → 7,36kW	282ms	242ms	$\frac{429,5-400}{400} = 7,4\%$	$\frac{423,5-400}{400} = 5,9\%$

para carregar o capacitor de saída, de forma a atingir o novo valor solicitado para a tensão V_{cc2} .

Nas Figuras 54 e 55 é ilustrado o comportamento dos controles AMPC e MPC, respectivamente. As linhas roxa, azul, amarela e vermelha representam, respectivamente, a tensão V_{cc2} , a corrente I_{cc2} , a modulação utilizada pelo controle e o valor desejado para a tensão de saída V_{ref} .

As estratégias AMPC e MPC demonstraram desempenho semelhante. Entretanto, durante a transição de $V_{ref} = 400\text{ V}$ para $V_{ref} = 380\text{ V}$, a estratégia AMPC não apresentou sub-tensão e teve um tempo de estabilização significativamente mais curto em comparação com o MPC. Os resultados experimentais estão apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 – Resultados da etapa de tensão: comparação de AMPC e MPC.

Transição	AMPC Tempo de Estabilização	MPC Tempo de Estabilização	AMPC Overshoot	MPC Overshoot
380 V → 400 V	190ms	178ms	$\frac{425-400}{400} = 6,3\%$	$\frac{440-400}{400} = 10\%$
400 V → 380 V	16ms	358ms	$\frac{380-380}{380} = 0,00\%$	$\frac{346-380}{380} = -8,95\%$

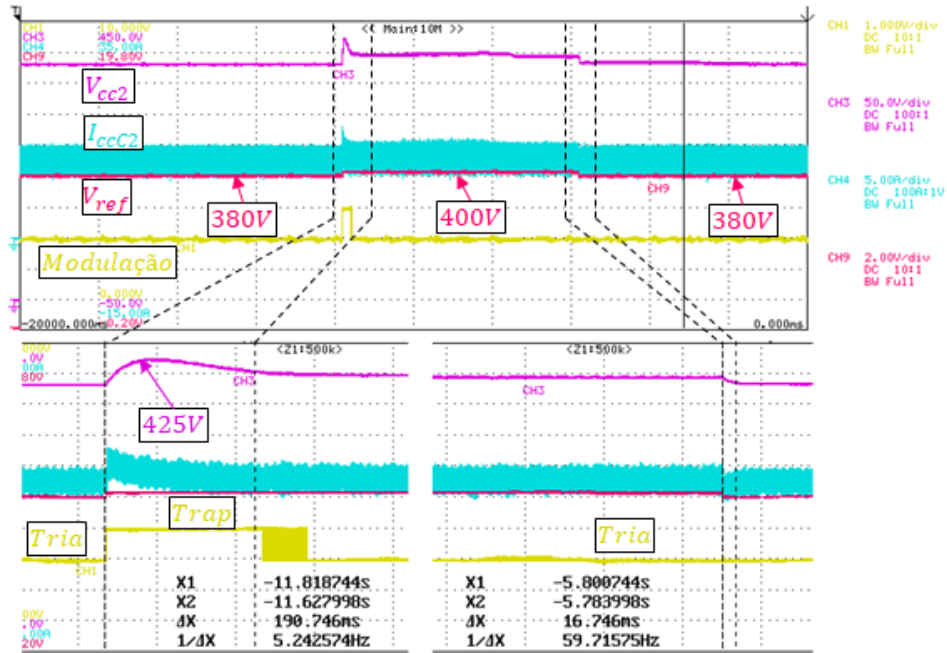


Figura 54 – Desempenho do AMPC sob um *step* de V_{ref} .

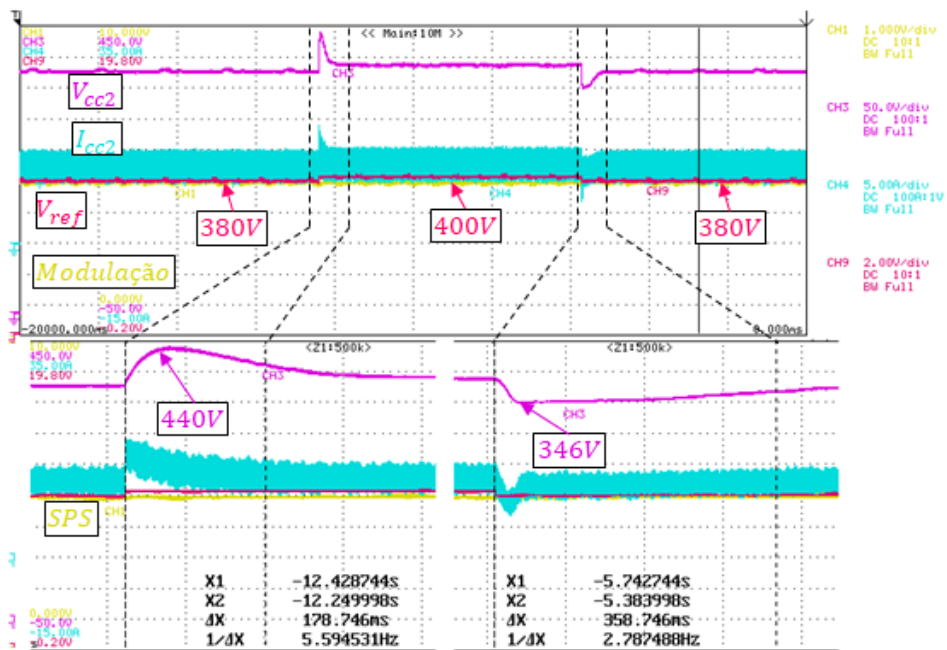


Figura 55 – Desempenho do MPC sob um *step* de V_{ref} .

6.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi proposta a aplicação da estratégia de controle AMPC na topologia ANPC-DAB. A topologia ANPC-DAB permite que o conversor opere em altas tensões, oferecendo uma alternativa às estruturas modulares, que operam em série e paralelo.

Várias análises simuladas em tempo real mostraram que o controle AMPC tem alta

capacidade de rejeição de ruído de fonte de tensão e apresenta baixa impedância de saída. Além disso, o ajuste dinâmico de referência melhorou a robustez do controle às variações nos parâmetros do conversor.

A simulação em tempo real foi usada para avaliar a resposta em frequência e a robustez do AMPC aplicado à topologia ANPC-DAB. O conversor atenua o ruído da fonte de tensão em -80 dB em baixas frequências, com o pior caso em 200 Hz, no qual ele atenua a perturbação em -13 dB. Além disso, o AMPC oferece baixa impedância de saída, permitindo corrente de saída de alta intensidade sem quedas significativas de tensão, o que é essencial para manter a estabilidade da corrente de saída em aplicações com variações de carga.

Testes de robustez foram realizados variando a indutância de transferência de potência e a capacitância de saída. Existem várias abordagens para projetar controladores preditivos que sejam robustos às variações dos parâmetros do conversor. Neste trabalho, a referência é ajustada para garantir um erro menor quando o conversor opera em estado estacionário. Valores médios de erro absoluto (MAE) de $1,54\%$ e $1,74\%$ foram obtidos para uma variação de 50% nos valores nominais do indutor e do capacitor, respectivamente.

O impacto do termo G_2 na função custo sobre a tensão de saída foi demonstrado. Quando $\alpha_2 = 0$, ocorre uma ressonância na tensão de saída, mesmo em estado estacionário. A ressonância pode causar instabilidade do sistema, baixo desempenho, ruído elétrico e interferência eletromagnética, que podem afetar sistemas eletrônicos próximos. Portanto, a importância do termo G_2 na redução de oscilações no sistema é evidente.

Os resultados experimentais do protótipo mostraram bom desempenho dinâmico e em estado estacionário. O AMPC exibiu resposta dinâmica semelhante à do MPC. No entanto, em estado estacionário, a eficiência do conversor foi significativamente melhorada com o uso do AMPC, alcançando $94,33\%$ em $8,4$ kW e $93,77\%$ em $7,36$ kW em estado estacionário, em comparação com $93,37\%$ e $92,53\%$, respectivamente, sem o AMPC. Além disso, o controle alcançou taxas de erro abaixo de $1,4\%$ em relação ao valor desejado.

Apesar dos benefícios do uso do AMPC, o custo computacional não aumentou significativamente em comparação com o MPC. O tempo de processamento foi medido usando recursos do OPAL, que mostraram que o tempo de processamento do MPC foi de $8,7 \mu\text{s}$, enquanto o do AMPC foi de $9,5 \mu\text{s}$. Considerando que o processador dispõe de $50 \mu\text{s}$ por ciclo de amostragem ($T = \frac{1}{20\text{kHz}}$), a implementação do AMPC utiliza apenas uma fração desse intervalo, de modo que permanece tempo disponível para a execução de funções adicionais, como algoritmos de proteção e rotinas de comunicação de dados. Alternativamente, essa margem pode ser aproveitada para o aumento da frequência de comutação dos interruptores, o que contribui para a redução das dimensões dos componentes passivos do conversor.

Por fim, uma vantagem importante do AMPC é que ele elimina a necessidade de processos de otimização complexos para escolher o *phase shift* e o PWM, além de evitar a necessidade de esforços computacionais intensos. Este estudo mostra que a diferença de tempo de processamento entre o MPC e o AMPC é apenas de $0,7 \mu\text{s}$.

Os resultados alcançados nesse capítulo foram divulgados na revista *Energies*, na seção especial *Power Electronics and Renewable Energy Systems*, nos artigos intitulados *Adaptive Model Predictive Control for DAB Converter Switching Losses Reduction* e *Enhanced Efficiency on ANPC-DAB through Adaptive Model Predictive Control*.

7 CONCLUSÃO

A principal motivação desta tese foi enfrentar os desafios associados à aplicação de controle preditivo baseado em modelo (MPC) em conversores de eletrônica de potência, com foco em sistemas de alta complexidade e que exigem processamento em tempo real. O MPC, embora amplamente reconhecido por sua capacidade de melhorar o desempenho e a eficiência de conversores, apresenta um elevado custo computacional, especialmente quando aplicado em topologias multiníveis ou em sistemas com um número significativo de variáveis de estado. Tal limitação tem sido apontada na literatura como um obstáculo à sua implementação em aplicações práticas, devido à necessidade de processadores de alta velocidade e algoritmos de otimização eficientes para garantir tempos de resposta adequados.

Considerando essas limitações, a presente pesquisa propôs novas abordagens de MPC para aplicações em conversores DAB (*Dual Active Bridge*), direcionadas a duas topologias distintas. A primeira, voltada para a aplicação modular do conversor DAB, buscou avaliar a distribuição de potência entre conversores e controlar a tensão em um barramento CC, capaz de operar em larga escala sem comprometer a capacidade de realizar cálculos de controle em tempo real. A segunda proposta focou na eficiência do conversor DAB através de técnicas de modulações que não necessitam de algoritmos complexos para definir o ponto de maior eficiência do conversor em cargas reduzidas. O uso da topologia multinível ANPC (*Active Neutral Point Clamped*) permite o conversor operar em altos níveis de tensões, promovendo uma aplicação prática da técnica de controle proposta.

Os experimentos realizados demonstraram que as estratégias de controle propostas foram eficazes em melhorar a eficiência dos conversores de potência, tanto em regimes estacionários quanto transitórios. Além disso, a implementação das técnicas de controle preditivo mostrou-se viável em protótipos reais, confirmando sua aplicabilidade prática.

Nos Capítulos 2 e 3 foram apresentadas as referências teóricas e a modelagem matemática essenciais para o desenvolvimento desta tese. No Capítulo 4, foi explorada a topologia OP-DAB, na qual M conversores, alimentados por fontes independentes, possuem suas saídas conectadas em paralelo, formando um barramento de baixa tensão (LVDC). Para validar o controle proposto, foi montada uma bancada experimental no Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico (LEPAC), localizado nas dependências da Universidade Federal do Espírito Santo (UFES).

O controle de tensão implementado no sistema demandou $9,2 \mu s$ para os cálculos necessários ao MPC, enquanto o controle de corrente requereu apenas $9 \mu s$. Dado que o tempo máximo disponível para os cálculos de controle é de $50 \mu s$, com uma frequência de chaveamento de 20 kHz, os resultados puderam ser gerados de maneira eficiente, abrindo margem para a implementação de funcionalidades adicionais, como comunicação serial e proteções para o conversor.

No que diz respeito ao comportamento transitório, o protótipo apresentou um tempo de

resposta inferior a 400 ms para ajustar a tensão. Durante o aumento de carga, observou-se um afundamento de tensão de 15%, enquanto, na redução de carga, ocorreu uma sobretensão de 22%. Além disso, constatou-se que a distribuição de potência entre os conversores foi realizada de forma uniforme durante a operação em regime permanente.

No Capítulo 5, foi apresentada a aplicação do MPC em uma estrutura de extrema complexidade: a implementação do MPC em todas as etapas de um Transformador de Estado Sólido (SST) trifásico completo. Os resultados obtidos indicam o desacoplamento eficaz entre os diferentes estágios de controle, evidenciando que a carga computacional do MPC não está diretamente relacionada ao tamanho do SST, mas sim ao conversor específico considerado. Além disso, foram detalhadas todas as interações entre os estágios do SST, confirmando o desempenho eficiente do MPC em cada um deles de forma integrada, incluindo os estágios CA-CC, CC-CC e CC-CA.

Os resultados, obtidos por meio de simulações em tempo real, demonstram a capacidade do SST em compensar distúrbios originados na rede pública. Isso inclui a compensação de tensões através da injeção e consumo de potência reativa, bem como a rejeição de distúrbios como afundamentos de tensão trifásico e monofásico de 0,7 pu. Adicionalmente, o SST provou ser capaz de realizar a compensação do fator de potência ao alimentar cargas com fator de potência não unitário.

Outro ponto relevante demonstrado foi a bidirecionalidade do SST, destacada pela integração com fontes de energia renovável, confirmando a flexibilidade e a adaptabilidade do sistema em diferentes cenários operacionais.

No Capítulo 6, foi proposto um controle preditivo denominado AMPC (*Adaptive Model Predictive Control*), com o objetivo de aumentar a eficiência do conversor DAB em condições de operação com cargas leves. O conversor DAB possui três graus de liberdade para o controle da tensão: os PWM's das pontes ativas 1 e 2, e o *phase shift*. A definição dos valores dessas variáveis geralmente requer algoritmos complexos, o que pode inviabilizar o uso prático do MPC devido ao elevado esforço computacional.

Visando a redução dessa complexidade, foram empregadas as modulações triangular e trapezoidal, permitindo expandir a região de *soft-switching* em toda a faixa de operação do conversor DAB. Os experimentos foram conduzidos em uma bancada experimental, utilizando a topologia multinível DAB-ANPC, no laboratório GEISER, nas dependências da Universidade de Alcalá de Henares, na Espanha.

Na análise de Rejeição de Perturbação de Tensão de Fonte (RPTS), o controle AMPC apresentou uma rejeição de -80 dB na frequência de 10 Hz, com o pior desempenho observado em 200 Hz, onde a rejeição foi de -13 dB. Adicionalmente, na Rejeição de Perturbação de Carga (RPC), o conversor controlado pelo AMPC exibiu uma impedância de saída de -100 dB para a frequência de 10 Hz, com o pior caso em 200 Hz, onde a rejeição foi de -20 dB.

Em regime permanente, o controle AMPC proposto demonstrou uma resposta precisa, com erro inferior a 1,4% no valor médio da tensão de saída, além de melhorar significativamente

a eficiência global do conversor sem necessidade de ajustes no hardware. Esse ganho de eficiência foi obtido apenas pela modificação das modulações, ajustadas via software, sem comprometer os esforços computacionais. Em regime transitório, o controle AMPC apresentou um tempo de resposta inferior a 282ms, com um *overshoot* de menos de 6,86%. Comparado ao MPC tradicional, as diferenças observadas no comportamento transitório foram mínimas.

As contribuições científicas deste trabalho incluem a criação de novas abordagens de controle preditivo aplicáveis a sistemas complexos e a validação de protótipos em condições reais. Essas estratégias de controle preditivo foram projetadas para serem implementadas de forma eficiente em circuitos reais, superando as limitações práticas frequentemente associadas ao MPC. Em aplicações complexas, como conversores multiníveis e Transformadores de Estado Sólido (SST), o MPC, apesar de sua robustez teórica, pode enfrentar desafios computacionais significativos, tornando inviável sua implementação em tempo real. No entanto, as abordagens desenvolvidas nesta pesquisa, incluindo o controle modular e o Controle Preditivo de Modelo Adaptativo (AMPC), demonstraram que é possível reduzir consideravelmente o esforço computacional sem comprometer o desempenho do sistema.

Embora o controle preditivo tenha mostrado excelente desempenho, algumas limitações foram identificadas. No controle aplicado à estrutura modular (Capítulo 4), estão relacionadas à corrente de referência adotada nos conversores com $m \neq 1$. Este aspecto representa o ponto mais crítico da técnica, pois qualquer falha na definição da corrente de referência pode comprometer as referências de todos os conversores controlados por corrente. No caso do controle AMPC, discutido no Capítulo 6, embora a transição entre as modulações triangular e trapezoidal seja suave, observou-se que a transição ao trocar a modulação trapezoidal pela SPS foi abrupta.

Como proposta para a continuidade deste trabalho, torna-se fundamental a validação experimental da aplicação do controle MPC em toda a estrutura do SST por meio de um protótipo físico. Embora a simulação em tempo real, como discutido no Capítulo 5, ofereça uma representação bastante fiel da realidade, a construção de protótipos enfrenta desafios adicionais, como as limitações no número de entradas e saídas dos microcontroladores e as restrições impostas pelos dispositivos semicondutores. Questões como tempos de comutação, perdas nas chaves, atrasos nos disparos e disparos indesejados são desafios concretos que precisam ser superados para garantir o desempenho robusto do sistema em condições reais de operação.

REFERÊNCIAS

- AGHAEI, Jamshid; ALIZADEH, Mohammad-Iman. Demand response in smart electricity grids equipped with renewable energy sources: A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 18, p. 64–72, 2013. Citado na página 18.
- AGUILERA, Ricardo P; LEZANA, Pablo; QUEVEDO, Daniel E. Finite-control-set model predictive control with improved steady-state performance. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, IEEE, v. 9, n. 2, p. 658–667, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 74.
- ALCÂNTARA, Márcio Venício Pilar. Microrredes inteligentes: um novo modelo de negócio para a distribuição de energia elétrica. **O setor elétrico**, v. 71, p. 36–45, 2011. Citado na página 17.
- AN, Feng et al. Model predictive control with power self-balancing of the output parallel dab dc–dc converters in power electronic traction transformer. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, IEEE, v. 6, n. 4, p. 1806–1818, 2018. Citado na página 27.
- BACHA, Seddik et al. Power electronic converters modeling and control. **Advanced textbooks in control and signal processing**, Springer, v. 454, p. 454, 2014. Citado na página 19.
- BACHETI, Gabriel Gaburro et al. A sectorized fcs-mpc transformerless sst for power transmission application. In: IEEE. **2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe)**. [S.l.], 2022. p. 1–11. Citado na página 61.
- BAI, Hua; MI, Chris. Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge dc–dc converters using novel dual-phase-shift control. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 23, n. 6, p. 2905–2914, 2008. Citado na página 29.
- BRUCKNER, Thomas; BEMET, S. Loss balancing in three-level voltage source inverters applying active npc switches. In: IEEE. **2001 IEEE 32nd annual power electronics specialists conference (IEEE Cat. No. 01CH37230)**. [S.l.], 2001. v. 2, p. 1135–1140. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 76.
- BRUCKNER, Thomas; BERNET, Steffen; GULDNER, Henry. The active npc converter and its loss-balancing control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 52, n. 3, p. 855–868, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.
- BURMESTER, Daniel et al. A review of nanogrid topologies and technologies. **Renewable and sustainable energy reviews**, Elsevier, v. 67, p. 760–775, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 56.
- CALDERON, C et al. Dual active bridge (tps-dab) with soft switching in the whole output power range. In: IEEE. **2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)**. [S.l.], 2017. p. 217–222. Citado na página 30.
- CALDERON, Carlos et al. General analysis of switching modes in a dual active bridge with triple phase shift modulation. **Energies**, MDPI, v. 11, n. 9, p. 2419, 2018. Citado na página 37.

CAMARGO, Renner Sartório et al. A novel cascaded multilevel converter topology based on three-phase cells—chb-sdc. **Energies**, MDPI, v. 13, n. 18, p. 4789, 2020. Citado na página 57.

CAMPOS, Bernardo F de Andrade et al. Single-phase ac/ac multilevel h-bridge transformerless converter with sst functionalities. In: IEEE. **2021 IEEE 15th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)**. [S.l.], 2021. p. 1–8. Citado 3 vezes nas páginas 20, 56 e 62.

CHEN, Linglin et al. Moving discretized control set model-predictive control for dual-active bridge with the triple-phase shift. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 35, n. 8, p. 8624–8637, 2019. Citado na página 70.

CHEN, Linglin et al. Model predictive control for dual-active-bridge converters supplying pulsed power loads in naval dc micro-grids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 35, n. 2, p. 1957–1966, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 70.

CHO, Yong-Won et al. High-efficiency bidirectional dab inverter using a novel hybrid modulation for stand-alone power generating system with low input voltage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 31, n. 6, p. 4138–4147, 2015. Citado na página 24.

CORTÉS, Patricio et al. Predictive control in power electronics and drives. **IEEE Transactions on industrial electronics**, IEEE, v. 55, n. 12, p. 4312–4324, 2008. Citado na página 19.

COSTA, Levy Ferreira et al. The smart transformer: A solid-state transformer tailored to provide ancillary services to the distribution grid. **IEEE Power Electronics Magazine**, IEEE, v. 4, n. 2, p. 56–67, 2017. Citado 3 vezes nas páginas 46, 56 e 57.

DELOITTE. **Electric Vehicles: Setting a Course for 2030**. Machelen: Deloitte University: [s.n.], 2020. Available at: <https://www2.deloitte.com/uk/en/insights/focus/future-of-mobility/electric-vehicle-trends-2030.html>. Accessed on Apr. 12, 2021. Citado na página 56.

DINI, Pierpaolo; SAPONARA, Sergio. Electro-thermal model-based design of bidirectional on-board chargers in hybrid and full electric vehicles. **Electronics**, MDPI, v. 11, n. 1, p. 112, 2021. Citado na página 45.

DONCKER, Rik WAA De; DIVAN, Deepakraj M; KHERALUWALA, Mustansir H. A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, v. 27, n. 1, p. 63–73, 1991. Citado 3 vezes nas páginas 18, 22 e 41.

DRAGIČEVIĆ, Tomislav et al. Dc microgrids—part i: A review of control strategies and stabilization techniques. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 31, n. 7, p. 4876–4891, 2015. Citado na página 18.

DRAGIČEVIĆ, Tomislav; NOVAK, Mateja. Weighting factor design in model predictive control of power electronic converters: An artificial neural network approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 66, n. 11, p. 8870–8880, 2018. Citado na página 74.

DU, Guiping; LI, Jiajian; LIU, Zhifei. The improved model predictive control based on novel error correction between reference and predicted current. In: IEEE. **2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.], 2018. p. 3005–3010. Citado na página 74.

DUJIC, Drazen et al. Power electronic traction transformer-low voltage prototype. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 28, n. 12, p. 5522–5534, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 23.

DUTTA, Sumit; HAZRA, Samir; BHATTACHARYA, Subhashish. A digital predictive current-mode controller for a single-phase high-frequency transformer-isolated dual-active bridge dc-to-dc converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 63, n. 9, p. 5943–5952, 2016. Citado na página 74.

ENJETI, Prasad N; JAKKLI, Ranjit. Optimal power control strategies for neutral point clamped (npc) inverter topology. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, v. 28, n. 3, p. 558–566, 1992. Citado na página 27.

GAMMETER, Christoph; KRISMER, Florian; KOLAR, Johann W. Comprehensive conceptualization, design, and experimental verification of a weight-optimized all-sic 2 kv/700 v dab for an airborne wind turbine. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, IEEE, v. 4, n. 2, p. 638–656, 2015. Citado na página 24.

GEYER, Tobias. **Model predictive control of high power converters and industrial drives**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2016. Citado na página 19.

GU, Qing et al. Current stress minimization of dual-active-bridge dc–dc converter within the whole operating range. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, IEEE, v. 7, n. 1, p. 129–142, 2018. Citado na página 71.

GU, Qing et al. Active selection of current commutation loop for hybrid three-level dual active bridge dc-dc converter with tps control. In: IEEE. **2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**. [S.l.], 2019. p. 155–161. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.

GUAN, Minyuan. A series-connected offshore wind farm based on modular dual-active-bridge (dab) isolated dc–dc converter. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 34, n. 3, p. 1422–1431, 2019. Citado na página 34.

GUTIERREZ, Bryan; KWAK, Sang-Shin. Modular multilevel converters (mmcs) controlled by model predictive control with reduced calculation burden. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 33, n. 11, p. 9176–9187, 2018. Citado na página 19.

HANNAN, Mahammad A et al. State of the art of solid-state transformers: Advanced topologies, implementation issues, recent progress and improvements. **Ieee Access**, IEEE, v. 8, p. 19113–19132, 2020. Citado na página 56.

HIGA, Hayato; ITOH, Jun-ichi. Derivation of operation mode for flying capacitor topology applied to three-level dab converter. In: IEEE. **2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)**. [S.l.], 2015. p. 1–6. Citado na página 26.

HIGA, Hayato et al. Dual active bridge dc-dc converter using both full and half bridge topologies to achieve high efficiency for wide load. In: IEEE. **2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.], 2015. p. 6344–6351. Citado na página 26.

HOU, Nie et al. An input-oriented power sharing control scheme with fast-dynamic response for isop dab dc–dc converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 37, n. 6, p. 6501–6510, 2021. Citado na página 27.

HOU, Nie; LI, Yunwei. The comprehensive circuit-parameter estimating strategies for output-parallel dual-active-bridge dc–dc converters with tunable power sharing control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 67, n. 9, p. 7583–7594, 2019. Citado na página 27.

HU, Jingxin; CUI, Shenghui; DONCKER, Rik W De. Natural boundary transition and inherent dynamic control of a hybrid-mode-modulated dual-active-bridge converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 37, n. 4, p. 3865–3877, 2021. Citado 7 vezes nas páginas 20, 29, 30, 42, 43, 70 e 71.

HUANG, Alex Q et al. The future renewable electric energy delivery and management (freedm) system: the energy internet. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 99, n. 1, p. 133–148, 2010. Citado na página 22.

HUANG, Jun et al. Unified triple-phase-shift control to minimize current stress and achieve full soft-switching of isolated bidirectional dc–dc converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 63, n. 7, p. 4169–4179, 2016. Citado na página 30.

HUBER, Jonas E; KOLAR, Johann W. Applicability of solid-state transformers in today’s and future distribution grids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, IEEE, v. 10, n. 1, p. 317–326, 2017. Citado na página 56.

IMPRAM, Semich; NESE, Secil Varbak; ORAL, Bülent. Challenges of renewable energy penetration on power system flexibility: A survey. **Energy Strategy Reviews**, Elsevier, v. 31, p. 100539, 2020. Citado na página 17.

INOUE, Shigenori; AKAGI, Hirofumi. A bidirectional dc–dc converter for an energy storage system with galvanic isolation. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 22, n. 6, p. 2299–2306, 2007. Citado na página 23.

International Energy Agency. **Solar PV**. Paris: [s.n.], 2021. Available at: <https://www.iea.org/reports/solar-pv>. Accessed on Apr. 22, 2021. Citado na página 56.

JEUNG, Yoon-Cheul; LEE, Dong-Choon. Voltage and current regulations of bidirectional isolated dual-active-bridge dc–dc converters based on a double-integral sliding mode control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 34, n. 7, p. 6937–6946, 2018. Citado na página 31.

KANAAN, Hadi Y; CARON, Maxime; AL-HADDAD, Kamal. Design and implementation of a two-stage grid-connected high efficiency power load emulator. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 29, n. 8, p. 3997–4006, 2013. Citado na página 24.

KARTHIKEYAN, V; GUPTA, Rajesh. Frs-dab converter for elimination of circulation power flow at input and output ends. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 65, n. 3, p. 2135–2144, 2017. Citado na página 25.

KENZELMANN, Stephan et al. Isolated dc/dc structure based on modular multilevel converter. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 30, n. 1, p. 89–98, 2014. Citado na página 26.

KHERALUWALA, MN et al. Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter. **IEEE Transactions on industry applications**, IEEE, v. 28, n. 6, p. 1294–1301, 1992. Citado na página 41.

KIM, Kisu; CHA, Honnyong. Dual-active-half-bridge converter with output voltage balancing scheme for bipolar dc distribution system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 69, n. 7, p. 6850–6858, 2021. Citado na página 25.

KUMAR, Saurabh; AKIN, Bilal; GOHIL, Ghanshyamsinh. EMI performance of active neutral point clamped phase leg for dual active bridge dc–dc converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 57, n. 6, p. 6093–6104, 2021. Citado na página 27.

LEE, Sangmin; JEUNG, Yoon-Cheul; LEE, Dong-Choon. Voltage balancing control of ipos modular dual active bridge dc/dc converters based on hierarchical sliding mode control. **IEEE Access**, IEEE, v. 7, p. 9989–9997, 2019. Citado na página 27.

LI, Kerui et al. Sliding-mode-based direct power control of dual-active-bridge dc-dc converters. In: IEEE. **2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.], 2019. p. 188–192. Citado na página 31.

LI, Liting et al. Review of dual-active-bridge converters with topological modifications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 38, n. 7, p. 9046–9076, 2023. Citado na página 25.

LIN, Fanfan et al. Automatic triple phase-shift modulation for dab converter with minimized power loss. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 58, n. 3, p. 3840–3851, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 70.

LISERRE, Marco et al. The smart transformer: Impact on the electric grid and technology challenges. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, IEEE, v. 10, n. 2, p. 46–58, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 56 e 57.

LIU, Jianqiang et al. Voltage balance control based on dual active bridge dc/dc converters in a power electronic traction transformer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 33, n. 2, p. 1696–1714, 2017. Citado na página 27.

LIU, Tao et al. High-efficiency control strategy for 10-kv/1-mw solid-state transformer in pv application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 35, n. 11, p. 11770–11782, 2020. Citado na página 70.

LIU, Yunjiang et al. Voltage balance scheme for input-series–output-series dab dc–dc converter with bidirectional power flow. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, 2024. Citado na página 27.

LU, Juncheng et al. A modular-designed three-phase high-efficiency high-power-density ev battery charger using dual/triple-phase-shift control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 33, n. 9, p. 8091–8100, 2017. Citado na página 23.

MAMEDE, Henrique Rocha et al. Proposta de uma estrutura cc-cc com redundância interna de módulos conversores para aplicações em transformadores de estado sólido. **Eletrônica de Potência**, v. 22, n. 4, p. 418–428, 2017. Citado na página 27.

MISHRA, Dillip K et al. A review on solid-state transformer: A breakthrough technology for future smart distribution grids. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, Elsevier, v. 133, p. 107255, 2021. Citado na página 56.

NABAE, Akira; TAKAHASHI, Isao; AKAGI, Hirofumi. A new neutral-point-clamped pwm inverter. **IEEE Transactions on industry applications**, IEEE, n. 5, p. 518–523, 1981. Citado na página 26.

NARDOTO, Adriano et al. Adaptive model predictive control for dab converter switching losses reduction. **energies**, MDPI, v. 15, n. 18, p. 6628, 2022. Nenhuma citação no texto.

OLIVEIRA, Felipe Silva et al. Multilevel back-to-back cascaded h-bridge converter with model predictive control. In: IEEE. **IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.], 2019. v. 1, p. 1880–1885. Citado na página 62.

OLIVEIRA, Victor MR de et al. Predictive control on multilevel back-to-back cascade h-bridge driving an induction motor. In: IEEE. **2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.], 2020. p. 1185–1190. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 56.

PARHIZI, Sina et al. State of the art in research on microgrids: A review. **IEEE access**, IEEE, v. 3, p. 890–925, 2015. Citado na página 18.

PENG, Fang Z et al. A new zvs bidirectional dc-dc converter for fuel cell and battery application. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 19, n. 1, p. 54–65, 2004. Citado na página 26.

QIN, Hengsi; KIMBALL, Jonathan W. Closed-loop control of dc–dc dual-active-bridge converters driving single-phase inverters. **iee transactions on power electronics**, IEEE, v. 29, n. 2, p. 1006–1017, 2013. Citado na página 30.

QUEVEDO, Daniel E et al. Finite control set mpc of an afe rectifier with dynamic references. In: IEEE. **2010 IEEE International Conference on Industrial Technology**. [S.l.], 2010. p. 1265–1270. Citado na página 74.

RODRIGUEZ, Jose; CORTES, Patricio. **Predictive control of power converters and electrical drives**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 64.

SANTOS, Walbermark M dos; MARTINS, Denizar C. Introdução ao conversor dab monofásico. **Eletrônica de Potência**, v. 19, n. 1, p. 36–46, 2014. Citado 4 vezes nas páginas 37, 41, 45 e 47.

SCHIBLI, Nikolaus. **Symmetrical multilevel converters with two quadrant DC-DC feeding**. [S.l.], 2000. Citado 3 vezes nas páginas 20, 30 e 70.

SHAN, Zhenyu et al. Simplified load-feedforward control design for dual-active-bridge converters with current-mode modulation. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, IEEE, v. 6, n. 4, p. 2073–2085, 2018. Citado na página 32.

SHAO, Shuai et al. Circulating current and zvs-on of a dual active bridge dc-dc converter: A review. **Ieee Access**, IEEE, v. 7, p. 50561–50572, 2019. Citado na página 18.

SHAO, Shuai et al. Modeling and advanced control of dual-active-bridge dc–dc converters: A review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 37, n. 2, p. 1524–1547, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 56.

SHAO, Shuai et al. Optimal phase-shift control to minimize reactive power for a dual active bridge dc–dc converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 34, n. 10, p. 10193–10205, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 41.

SHAO, Shuai et al. A capacitor voltage balancing method for a modular multilevel dc transformer for dc distribution system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 33, n. 4, p. 3002–3011, 2017. Citado na página 22.

SHEN, Kun; FENG, Jianghua; ZHANG, Jing. Finite control set model predictive control with feedback correction for power converters. **CES Transactions on Electrical Machines and Systems**, CES, v. 2, n. 3, p. 312–319, 2018. Citado na página 74.

SHI, Haochen et al. Minimum-backflow-power scheme of dab-based solid-state transformer with extended-phase-shift control. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 54, n. 4, p. 3483–3496, 2018. Citado 3 vezes nas páginas 28, 29 e 41.

SONG, Chaochao et al. Modeling and optimization of dual active bridge dc-dc converter with dead-time effect under triple-phase-shift control. **Energies**, MDPI, v. 12, n. 6, p. 973, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 70.

SONG, Wensheng; HOU, Nie; WU, Mingyi. Virtual direct power control scheme of dual active bridge dc-dc converters for fast dynamic response. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 33, n. 2, p. 1750–1759, 2017. Citado na página 31.

TAN, Kang Miao; RAMACHANDARAMURTHY, Vigna K; YONG, Jia Ying. Integration of electric vehicles in smart grid: A review on vehicle to grid technologies and optimization techniques. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 53, p. 720–732, 2016. Citado na página 23.

TAN, Shiming et al. Interleaved flyback micro-inverter with sic mosfet. In: IEEE. **2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition**. [S.l.], 2014. p. 285–290. Citado na página 32.

TARISCIOTTI, Luca et al. Large signal stability analysis of dab converter using moving discretized control set-model predictive control. In: IEEE. **2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.], 2020. p. 5922–5929. Citado na página 70.

TIWARI, Shipra; SARANGI, Saumendra. Implementation of sps and dps control techniques on dab converter with comparative analysis. **Journal of Information and Optimization Sciences**, Taylor & Francis, v. 40, n. 8, p. 1623–1638, 2019. Citado na página 29.

TONG, Anping et al. Using sampled-data modeling method to derive equivalent circuit and linearized control method for dual-active-bridge converter. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, IEEE, v. 9, n. 2, p. 1361–1374, 2019. Citado na página 31.

TONG, Anping et al. Modeling and analysis of a dual-active-bridge-isolated bidirectional dc/dc converter to minimize rms current with whole operating range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 33, n. 6, p. 5302–5316, 2017. Citado na página 30.

VASILADIOTIS, Michail et al. Model predictive-based control method for cascaded h-bridge multilevel active rectifiers. In: IEEE. **2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.], 2011. p. 3200–3207. Citado 3 vezes nas páginas 20, 56 e 61.

VAZQUEZ, Sergio et al. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 64, n. 2, p. 935–947, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 19, 32 e 48.

VAZQUEZ, Sergio; WHEELER, Patrick et al. Advanced control methods for power converters in distributed generation systems and microgrids. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 66, n. 11, 2019. Citado na página 19.

WANG, Yu et al. A dual-active-bridge with half-bridge submodules dc solid-state transformer for dc distribution networks. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, IEEE, v. 9, n. 2, p. 1891–1904, 2020. Citado na página 26.

XIA, Changliang et al. A simplified finite-control-set model-predictive control for power converters. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, IEEE, v. 10, n. 2, p. 991–1002, 2013. Citado na página 61.

XU, Wei et al. Hardware design and demonstration of a 100kw, 99% efficiency dual active half bridge converter based on 1700v sic power mosfet. In: IEEE. **2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.], 2020. p. 1367–1373. Citado na página 24.

XU, Wei et al. Design of 1500v/200kw 99.6% efficiency dual active bridge converters based on 1700v sic power mosfet module. In: IEEE. **2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.], 2020. p. 6000–6007. Citado na página 24.

XUE, Lingxiao et al. Dual active bridge-based battery charger for plug-in hybrid electric vehicle with charging current containing low frequency ripple. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 30, n. 12, p. 7299–7307, 2015. Citado na página 23.

YADE, Ousseynou et al. Modulation strategy for a dual active bridge converter using model predictive control. In: IEEE. **2015 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)**. [S.l.], 2015. p. 15–20. Citado na página 70.

ZHANG, Hang et al. Model predictive control of input-series output-parallel dual active bridge converters based dc transformer. **IET Power Electronics**, Wiley Online Library, v. 13, n. 6, p. 1144–1152, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 34.

ZHANG, Lei et al. Analysis of capacitor charging characteristics and low-frequency ripple mitigation by two new voltage-balancing strategies for mmc-based solid-state transformers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 36, n. 1, p. 1004–1017, 2020. Citado na página 26.

ZHANG, Ze et al. Optimized modulation strategy of nh3l-dab converter to minimize rms current for wide voltage range applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 37, n. 7, p. 7789–7808, 2022. Citado na página 26.

ZHANG, Zhe; HUANG, Jiasheng; XIAO, Yudi. Gan-based 1-mhz partial parallel dual active bridge converter with integrated magnetics. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 68, n. 8, p. 6729–6738, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.

ZHAO, Biao et al. High-frequency-link modulation methodology of dc–dc transformer based on modular multilevel converter for hvdc application: Comprehensive analysis and experimental verification. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 32, n. 5, p. 3413–3424, 2016. Citado na página 26.

ZHAO, Biao et al. A modular multilevel dc-link front-to-front dc solid-state transformer based on high-frequency dual active phase shift for hvdc grid integration. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 64, n. 11, p. 8919–8927, 2016. Citado na página 22.

ZHAO, Biao et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional dc–dc converter for high-frequency-link power-conversion system. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 29, n. 8, p. 4091–4106, 2013. Citado na página 18.

ZHAO, Biao; YU, Qingguang; SUN, Weixin. Extended-phase-shift control of isolated bidirectional dc–dc converter for power distribution in microgrid. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 27, n. 11, p. 4667–4680, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.

ZHAO, Chuanhong et al. Power electronic traction transformer—medium voltage prototype. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 61, n. 7, p. 3257–3268, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 23.

ZHAO, Wenguang et al. Improved model-based phase-shift control for fast dynamic response of dual-active-bridge dc/dc converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, IEEE, v. 9, n. 1, p. 223–231, 2020. Citado na página 31.

ZHENG, Changming et al. Model predictive control of lc-filtered voltage source inverters with optimal switching sequence. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 36, n. 3, p. 3422–3436, 2020. Citado 3 vezes nas páginas 20, 56 e 60.

ZUMEL, P et al. Control strategy for modular dual active bridge input series output parallel. In: IEEE. **2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)**. [S.l.], 2013. p. 1–7. Citado 3 vezes nas páginas 32, 33 e 46.

APÊNDICE A – PUBLICAÇÕES RESULTANTES DA TESE

Artigos completos publicados em periódicos:

Título: Enhanced Efficiency on ANPC-DAB through Adaptive Model Predictive Control.

Periódico: Energies, v. 17, p. 12, 2024.

Título: Model Predictive Control for Solid State Transformer.

Periódico: Electric Power Systems Research, v. 223, p. 109658, 2023.

Título: Adaptive Model Predictive Control for DAB Converter Switching Losses Reduction.

Periódico: Energies, v. 15, p. 6628, 2022.

Título: A Novel Strategy for Simultaneous Active/Reactive Power Design and Management Using Artificial Intelligence Techniques. (co-autor)

Periódico: Energy Conversion and Management, v. 294, p. 117565, 2023.

Trabalhos completos publicados em anais de congressos:

Título: Comparative Analysis of Model-Based Predictive Control for NPC and ANPC Multilevel Converters Considering Practical Implementations.

Congresso: 9th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT), 2023, Rome.

Título: Model Predictive Control with Gradient Descent Applied to DAB Converter Control. (co-autor)

Congresso: 2023 13th International Conference on Power, Energy and Electrical Engineering (CPEEE), 2023, Tokyo.

Título: A Model Predictive Control Strategy for Modular DAB Converter of an Input-Series Output-Parallel Solid-State Transformer.

Congresso: IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP), 2023, Florianopolis.

Título: Comparative Analysis of Conventional and Hybrid Solid State Transformer. (co-autor)

Congresso: IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP), 2023, Florianopolis.

Título: Implementation of EKF in a RFOC-MPCC Scheme for Sensorless Control of Induction Motors. (co-autor)

Congresso: 15th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2023, São Bernardo do Campo.

Título: Comparação entre Controles Clássicos e Preditivo no desempenho de um Conversor Dual Active Bridge.

Simpósio: IX Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, 2022, Santa Maria.

Título: Hybrid Microgrid Based on Solid State Transformer.

Congresso: IEEE URUCON, 2021, Montevideo.

Título: Aplicação de Inércia Virtual em Conversores CC-CC para Geração Fotovoltaica.

Congresso: VIII Congresso Brasileiro de Energia Solar, 2020, Fortaleza - CE.