

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
COLÉGIO TÉCNICO INDUSTRIAL DE SANTA MARIA
CURSO SUPERIOR DE TECNOLOGIA EM ELETRÔNICA INDUSTRIAL

Vinicius de Carvalho Cassanego

**ANÁLISE E EXPERIMENTOS DO CONVERSOR DAB COM
DIFERENTES MODULAÇÕES APLICADO PARA O
CARREGAMENTO DE BATERIAS**

Santa Maria, RS
2019

Vinicius de Carvalho Cassanego

**ANÁLISE E EXPERIMENTOS DO CONVERSOR DAB COM DIFERENTES
MODULAÇÕES APLICADO PARA O CARREGAMENTO DE BATERIAS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso Superior de Tecnologia em Eletrônica Industrial, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Tecnólogo em Eletrônica Industrial**.

Orientador: Prof. Dr. Leandro Roggia

Santa Maria, RS
2019

Vinicius de Carvalho Cassanego

**ANÁLISE E EXPERIMENTOS DO CONVERSOR DAB COM DIFERENTES
MODULAÇÕES APLICADO PARA O CARREGAMENTO DE BATERIAS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso Superior de Tecnologia em Eletrônica Industrial, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Tecnólogo em Eletrônica Industrial**.

Aprovado em 06 de dezembro de 2019:

Leandro Roggia, Dr (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Leonardo Lima Carvalho, Me (UFSM)

Pablo Fernando Soardi Costa, Me (UFSM)

Santa Maria, RS
2019

RESUMO

ANÁLISE E EXPERIMENTOS DO CONVERSOR DAB COM DIFERENTES MODULAÇÕES APLICADO PARA O CARREGAMENTO DE BATERIAS

AUTOR: Vinicius de Carvalho Cassanego
ORIENTADOR: Prof. Dr. Leandro Roggia

Este trabalho de conclusão de curso apresenta uma revisão bibliográfica acerca de baterias e conversores CC-CC bidirecionais isolados, com o objetivo de introduzir o conversor *Dual Active Bridge* (DAB), utilizado como interface entre um barramento CC e um banco de baterias. No capítulo referente à revisão bibliográfica, serão apresentadas as principais tecnologias de baterias mais utilizadas junto ao sistema elétrico de potência, bem como alguns conversores CC-CC bidirecionais isolados encontrados na literatura. Na sequência, o conversor DAB é tratado em maiores detalhes, passando pelas etapas de operação, formas de onda características e tipos de modulação, dando maior enfoque a modulação *phase-shift* (PSM) e a modulação por múltiplas variáveis (MMV). Ainda, um método para estimar perdas de comutação durante a operação do conversor é apresentado, bem como alguns circuitos de auxílio comutação estudados. Por fim, são apresentados os resultados experimentais obtidos, com operação em PSM e MMV, seguidos pelas considerações finais.

Palavras-chave: Conversores Bidirecionais Isolados. Conversor DAB. Baterias.

ABSTRACT

ANALYSIS AND EXPERIMENTS OF DAB CONVERTER WITH DIFFERENT MODULATIONS APPLIED TO BATTERIES CHARGING

AUTHOR: Vinicius de Carvalho Cassanego
RESEARCH SUPERVISOR: Leandro Roggia

This undergraduate final work presents a bibliographic review on batteries and DC-DC isolated bidirectional converters to introduce the Dual Active Bridge (DAB) converter, used in power systems to connect a DC bus to a batteries bank. In the chapter of the bibliographic review, the most used battery technologies with the power system are presented, as well as some DC-DC isolated bidirectional converters found in the literature. Subsequently, the DAB converter is treated in greater detail, through the stages of operation, characteristic waveforms and modulation types, with greater focus on phase-shift modulation and multiple variables modulation. In addition, a method for estimating switching losses during the operation of the converter is presented, as well as some switch auxiliary circuits studied. Finally, the experimental results obtained with operation in PSM and MMV are presented, followed by the final considerations.

Keywords: Isolated Bidirectional Converters. DAB Converter. Batteries.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1- Processo de carga na célula da bateria.....	11
Figura 2- Processo de descarga na célula da bateria.	11
Figura 3- Método de carga CC/CV.	14
Figura 4- DAB trifásico.....	15
Figura 5- DAB trifásico modificado.....	16
Figura 6- Conversor integrado full-bridge-forward.....	17
Figura 7- Conversor DAB proposto.	17
Figura 8- Estrutura clássica do conversor DAB.	18
Figura 9- Modelo utilizado para análise do funcionamento do conversor DAB.....	19
Figura 10- Primeira etapa de operação.	20
Figura 11- Segunda etapa de operação.	21
Figura 12- Terceira etapa de operação.	21
Figura 13- Quarta etapa de operação.	22
Figura 14- Quinta etapa de operação.....	23
Figura 15- Sexta etapa de operação.	24
Figura 16- Formas de onda do conversor DAB com PSM.....	25
Figura 17- Potências ativa e aparente no conversor DAB com PSM (1 p.u. = 180°).....	27
Figura 18- Formas de onda das correntes no modo TRM.	28
Figura 19- Formas de onda das correntes no modo TZM.	29
Figura 20- Exemplo de corrente no primário e tensões no transformador para situação A.	31
Figura 21- Exemplo de corrente no primário e tensões no transformador para situação B.	33
Figura 22- Exemplo de corrente no primário e tensões no transformador para situação C.	36
Figura 23- Exemplo de corrente no primário e tensões no transformador para situação D.	38
Figura 24- Exemplo de corrente no primário e tensões no transformador para situação E.....	41
Figura 25- Exemplo de corrente no primário e tensões no transformador para situação F.....	44
Figura 26- Potência ativa do conversor DAB para diferentes valores do trio de controle: D1 (0,2 a 0,5), D2 (0,2 a 0,5) e ϕ (0 a 180°).	48
Figura 27- Potência aparente do conversor DAB para diferentes valores do trio de controle: D1 (0,2 a 0,5), D2 (0,2 a 0,5) e ϕ (0 a 180°).....	49
Figura 28- Relação entre energia e corrente do dispositivo IRGP30B60KD-E.....	50
Figura 29- CAC proposto para o conversor DAB.	52
Figura 30- CAC passivo proposto para o conversor DAB.....	53

Figura 31- Tensão de entrada e tensão de saída.	54
Figura 32- Sinais de acionamento dos interruptores.	54
Figura 33- Corrente i_{Ldab}	55
Figura 34- Protótipo utilizado para obtenção de resultados experimentais.	55
Figura 35- Tensão no primário (Ch 1), tensão no secundário (Ch 2) e corrente i_{Ldab} (Ch 3) para operação do conversor DAB em MMV na situação A.	56
Figura 36- Tensão no primário (Ch 1), tensão no secundário (Ch 2) e corrente i_{Ldab} (Ch 3) para operação do conversor DAB em MMV na situação B.	57
Figura 37- Tensão no primário (Ch 1), tensão no secundário (Ch 2) e corrente i_{Ldab} (Ch 3) para operação do conversor DAB em MMV na situação C e modulação PSM.	58
Figura 38- Tensão no primário (Ch 1), tensão no secundário (Ch 2) e corrente i_{Ldab} (Ch 3) para operação do conversor DAB em MMV na situação D.	59
Figura 39- Tensão no primário (Ch 1), tensão no secundário (Ch 2) e corrente i_{Ldab} (Ch 3) para operação do conversor DAB em MMV na situação E.	59
Figura 40- Tensão no primário (Ch 1), tensão no secundário (Ch 2) e corrente i_{Ldab} (Ch 3) para operação do conversor DAB em MMV na situação F.	60

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	9
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	10
	2.1 BATERIAS	10
	2.1.1 Baterias de Chumbo-Ácido	12
	2.1.2 Baterias de Lítio-Íon	12
	2.1.3 Baterias de Níquel Cádmio	13
	2.1.4 Baterias de Níquel Hidreto Metálico	13
	2.2 MÉTODO DE CARGA DA BATERIA	14
	2.3 CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS ISOLADOS	15
3	CONVERTOR <i>DUAL ACTIVE BRIDGE</i> (DAB)	18
	3.1 ANÁLISE DO FUNCIONAMENTO DO CONVERTOR.....	19
	3.1.1 Etapa 1.....	19
	3.1.2 Etapa 2.....	20
	3.1.3 Etapa 3.....	21
	3.1.4 Etapa 4.....	22
	3.1.5 Etapa 5.....	23
	3.1.6 Etapa 6.....	23
	3.1.7 Principais formas de onda	24
	3.2 TIPOS DE MODULAÇÃO	25
	3.2.1 Modulação <i>phase-shift</i> (PSM)	26
	3.2.2 Modulação triangular (TRM).....	28
	3.2.3 Modulação trapezoidal (TZM).....	28
	3.2.4 Modulação por Múltiplas Variáveis (MMV)	29
	3.3 PERDAS DE COMUTAÇÃO	49
	3.4 CIRCUITOS AUXILIARES DE COMUTAÇÃO (CACs).....	51
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	53
5	CONCLUSÃO	61

1 INTRODUÇÃO

O interesse em melhorar a qualidade de vida da população motiva o aprimoramento dos sistemas de geração de energia. Neste contexto, as fontes renováveis de energia surgem como alternativa aos meios de geração de energia prejudiciais ao meio ambiente, como é o caso dos combustíveis fósseis (petróleo, carvão mineral, gás natural), que apesar de possuírem uma alta densidade energética liberam muitos gases poluentes na atmosfera durante o processo de queima.

A eletrônica de potência se faz presente em sistemas elétricos que compõem as fontes renováveis geradoras de energia elétrica, uma vez que é fundamental a qualidade e confiabilidade no processamento de energia durante todo o processo. Devido à intermitência das fontes renováveis de energia, bancos de baterias podem ser conectados aos sistemas para realizar o armazenamento da energia gerada.

Os sistemas elétricos exigem, para aplicações com armazenamento de energia, conversores eletrônicos com características de bidirecionalidade do fluxo de potência e capacidade de processar elevadas densidades de potência. Nesse contexto, um conversor que atende essas necessidades e tem recebido uma atenção especial é o conversor *Dual Active Bridge* (DAB).

Assim sendo, este trabalho apresenta uma revisão bibliográfica sobre baterias e conversores CC-CC bidirecionais isolados, com ênfase no conversor DAB, que será analisado com maiores detalhes, sendo apresentada sua estrutura clássica, passando pela análise do seu funcionamento, contendo etapas de operação e formas de onda características para diferentes tipos de modulação. Ainda, resultados de simulação e resultados experimentais serão apresentados, com o objetivo de validar o funcionamento do conversor.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica sobre alguns dos principais tipos de baterias e conversores CC-CC bidirecionais isolados aplicados ao carregamento de baterias. Algumas topologias propostas na literatura de conversores CC-CC bidirecionais isolados serão brevemente apresentadas, bem como suas respectivas características.

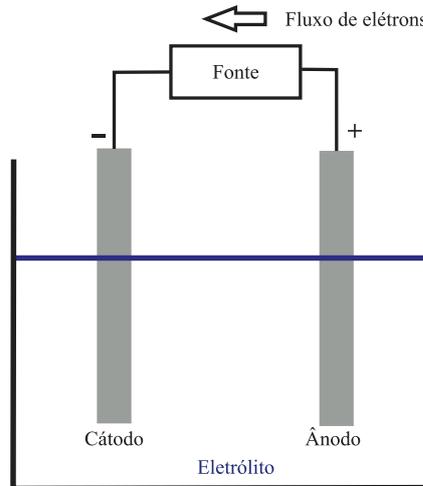
2.1 BATERIAS

A bateria é o elemento de armazenamento de energia mais antigo e ainda o mais utilizado em sistemas para armazenar energia. Seu princípio de funcionamento baseia-se em armazenar energia na forma química e disponibilizá-la na forma de energia elétrica e, quando comparada a supercapacitores e outros elementos de armazenamento de energia tem capacidade de fornecer maior quantidade de energia durante longos períodos de tempo.

As baterias podem ser classificadas em dois tipos: primárias ou secundárias. As primárias são as que não permitem receber recarga de energia após serem descarregadas, já as secundárias possuem capacidade de aceitar recarga. Por essa característica, as baterias secundárias são as mais utilizadas em sistemas de potência. Internamente, as baterias são compostas por células eletroquímicas conectadas em série ou paralelo, as quais armazenam energia através da reação eletroquímica. Durante o processo de carga, a energia elétrica é transformada em energia química e, durante o processo de descarga a energia química é transformada em energia elétrica.

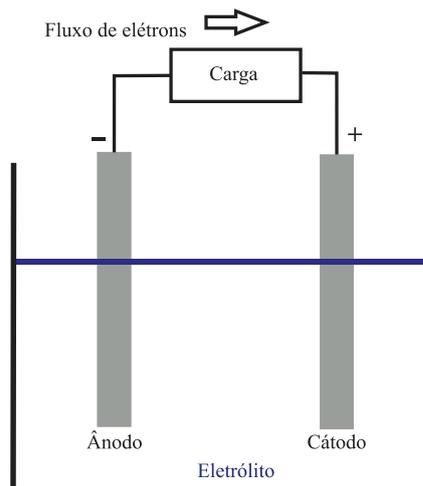
A célula de uma bateria consiste em três componentes, sendo dois eletrodos (ânodo e cátodo) e o eletrólito. Quando uma carga externa é conectada à célula, os elétrons fluem do eletrodo negativo para o eletrodo positivo através do eletrólito, ocorrendo oxidação na placa negativa e redução na placa positiva. No processo de recarga, a corrente flui do eletrodo positivo para o eletrodo negativo, ocorrendo oxidação na placa positiva e redução na placa negativa. O eletrólito é o condutor iônico e fornece o meio para a transferência de cargas, sendo um líquido composto por água ou outros solventes que permitem a condução iônica. As Figuras 1 e 2 mostram o processo de carga e descarga da bateria.

Figura 1- Processo de carga na célula da bateria.



Fonte: STA- Adaptado de Sistemas e Tecnologia Aplicada.

Figura 2- Processo de descarga na célula da bateria.



Fonte: STA- Adaptado de Sistemas e Tecnologia Aplicada.

Na sequência desta subseção, serão apresentados alguns dos principais tipos de baterias utilizados em sistemas de armazenamento.

2.1.1 Baterias de Chumbo-Ácido

As baterias de Chumbo-Ácido (PbA) são as mais conhecidas e muito utilizadas no dia a dia, principalmente em automóveis. Na sua estrutura, o eletrodo positivo é composto por dióxido de chumbo (PbO_2) e o eletrodo negativo composto por chumbo metálico (Pb). São formadas por seis células, cada uma de 2 V, totalizando assim 12 V.

Além do setor automotivo, as baterias PbA são utilizadas em sistemas de fornecimento de energia ininterrupta, equipamentos hospitalares, entre outras aplicações. Essas baterias podem ser classificadas em automotivas ou estacionárias.

As baterias automotivas são utilizadas em veículos com motor a combustão, tendo capacidade de fornecer grande quantidade de corrente em um curto período de tempo, característica essencial para dar a partida no motor. Suas limitações são o tempo de vida útil reduzido e as descargas superiores à 5 % da capacidade nominal. Já as baterias estacionárias são apropriadas para aplicações em sistemas ininterruptos de energia (UPS), sistemas de geração de energia renovável, centrais telefônicas, iluminação de emergência, vigilância eletrônica, bancos, entre outras aplicações. Comparada à bateria automotiva, possui vida útil mais elevada, além da capacidade de acumular altas densidades de carga por ser feita com materiais internos de melhor qualidade.

No geral, as baterias de chumbo-ácido são muito utilizadas por serem confiáveis, apresentar baixo custo e durabilidade. Alguns cuidados são necessários para que a bateria tenha tempo de vida útil prolongado, como temperatura adequada de operação e correntes de carga e descarga. Cabe ressaltar que as baterias de chumbo-ácido devem ser descartadas em locais adequados, visto que podem causar sérios danos ao meio ambiente.

2.1.2 Baterias de Lítio-Íon

As baterias de Lítio-Íon (Li-íon) atualmente são utilizadas em larga escala, estando presente em diversos equipamentos eletrônicos e veículos elétricos. Essas baterias possuem alta densidade de energia, permitem armazenar quantidades significativas de energia ocupando pouco volume e sua estrutura é formada por um cátodo de lítio e um ânodo de grafite natural com alta resistência.

As baterias de Li-íon não possuem efeito de memória, também chamado de “vício da bateria”. Isso implica que a bateria pode ser carregada em partes, não sendo necessário esperar

que a carga seja feita totalmente para poder utilizá-la ou que ela esteja totalmente descarregada para efetuar uma carga. Em contrapartida, deve-se ter muito cuidado com relação à temperatura de operação, pois trata-se de uma bateria extremamente sensível, podendo sofrer um aquecimento elevado quando exposta ao calor, o que afeta na sua vida útil e capacidade de armazenamento. Outra característica das baterias de Lítio-Íon é o seu custo elevado se comparado a outros tipos de baterias.

2.1.3 Baterias de Níquel Cádmio

A bateria de Níquel Cádmio (NiCd) está há bastante tempo no mercado, presente em diversos equipamentos como telefones sem fio, ferramentas elétricas, câmeras de vídeo e equipamentos médicos. Trata-se de uma bateria do tipo secundária, constituída por um ânodo coberto de hidróxido de níquel e um cátodo coberto por material sensível ao cádmio, envolvidos pela solução eletrolítica.

A bateria NiCd permite muitos ciclos de carga, tendo assim boa durabilidade, com boa relação custo/benefício. Entretanto, é uma bateria com pouca densidade de energia e possui efeito de memória. O ideal é que a bateria esteja completamente descarregada antes de iniciar uma nova recarga. Essas baterias estão sendo gradualmente substituídas, visto que além das desvantagens já citadas, também são muito poluentes. Dessa forma, as baterias de Níquel Cádmio, assim como qualquer outro tipo de bateria, não devem ser descartadas de forma inadequada no meio ambiente.

2.1.4 Baterias de Níquel Hidreto Metálico

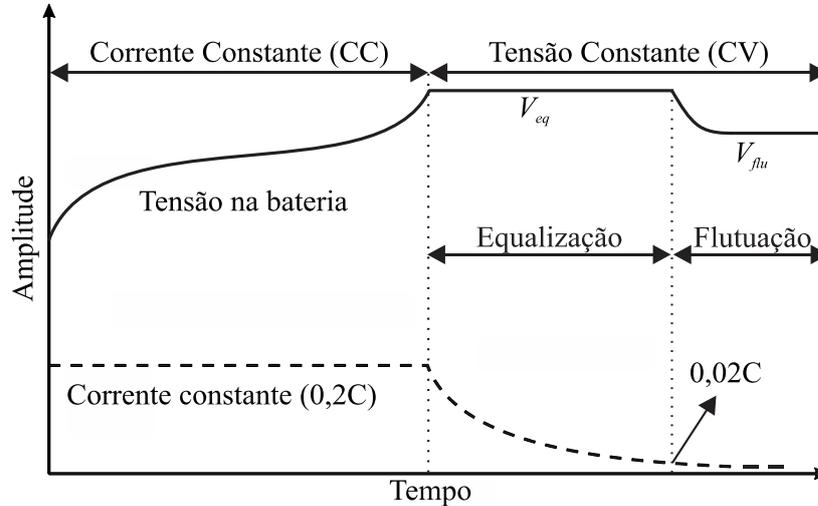
A bateria de Níquel Hidreto Metálico (NiMH) surgiu como alternativa à bateria de NiCd. Em uma comparação com a bateria de NiCd, possui maior densidade de energia sendo bem menos prejudicial ao meio ambiente e apresenta efeito de memória reduzido. Contudo, sua vida útil é inferior à das baterias de Níquel Cádmio e seu custo é mais elevado. Assim como qualquer bateria, é necessário ter cuidado com a temperatura de operação para preservar a sua integridade.

2.2 MÉTODO DE CARGA DA BATERIA

As baterias necessitam de alguns cuidados para que tenham sua integridade preservada e vida útil elevada. Uma das formas de preservar a bateria e garantir uma boa operação é realizar a carga de forma adequada. Algumas técnicas para carregar baterias são utilizadas, como tensão constante, corrente constante ou corrente constante e tensão constante.

Um dos métodos mais utilizados é o método de carga em corrente constante/tensão constante (CC/CV). O método consiste em iniciar a carga da bateria com um valor de corrente constante de 20% do valor da corrente nominal da bateria até que o valor da tensão de equalização seja alcançado. Após atingir a tensão de equalização, a corrente de carga decai naturalmente até atingir aproximadamente o valor de 2% da corrente nominal, enquanto a tensão de equalização permanece constante. Após o término da etapa de equalização, inicia-se a etapa de flutuação, na qual a tensão de referência passa a ser a tensão da célula (COSTA, 2017). O método CC/CV é ilustrado na Figura 3.

Figura 3- Método de carga CC/CV.



Fonte: Adaptado de (COSTA, 2017).

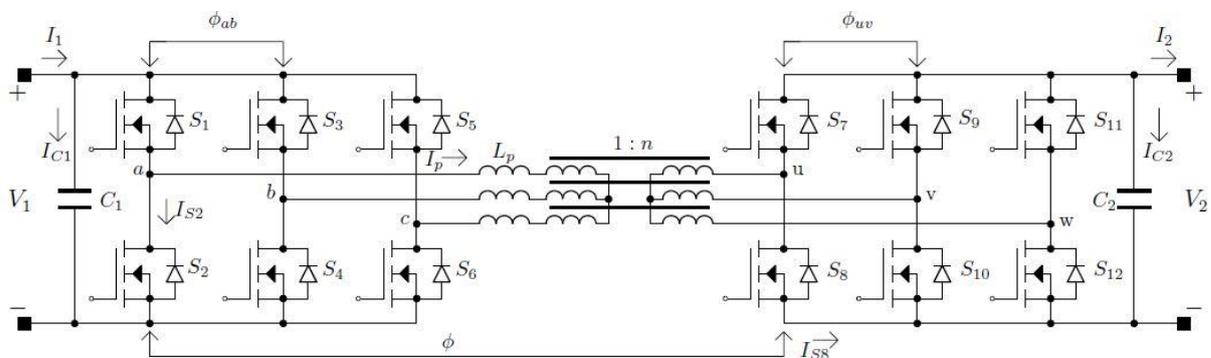
2.3 CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS ISOLADOS

Conversores CC-CC são amplamente utilizados em sistemas de armazenamento de energia para realizar a conexão do sistema a um barramento CC, aplicado em microrredes ou sistemas de distribuição de energia. O conversor é responsável por processar os níveis de energia entre a entrada e a saída do sistema (CARVALHO, 2019), gerenciando o processo de carga e descarga do elemento armazenador de energia. Também deve ser capaz de operar em larga escala de valores de tensão de entrada e controlar de forma adequada a tensão de saída, fornecendo energia de maneira bidirecional em uma ampla faixa de potências. Para altos ganhos de tensão são propostas algumas topologias de conversores bidirecionais isolados, como o conversor *Dual Active Bridge* (DAB), *full-bridge-forward* e outras topologias derivadas do conversor DAB.

Na literatura, muitos trabalhos apresentam estes conversores aplicados em sistemas para gerenciamento de energia a veículos elétricos e híbridos, barramentos, garantir estabilidade a sistemas de potência (regulando frequência e corte de pico de carga), fontes ininterruptas de energia (UPS) e cargas críticas (COSTA, 2017).

São encontradas na literatura algumas topologias derivadas do conversor DAB, como o DAB trifásico apresentado em (DONCKER; DIVAN, 1991). A Figura 4 mostra a topologia do DAB trifásico, que consiste em duas pontes trifásicas (ou inversores), cada uma operando no modo de seis estágios com controle de fase entre as pontes. A frequência de comutação é fixa, assim o controle de fluxo de potência só pode ser dado pela defasagem ϕ (DA SILVA, 2018).

Figura 4- DAB trifásico.



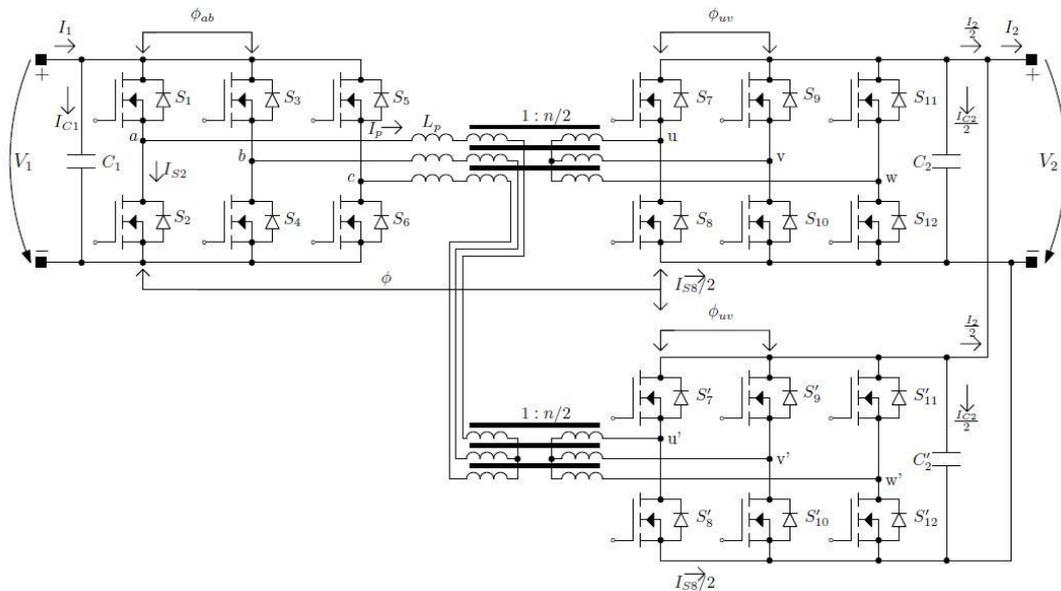
Fonte: (DA SILVA, 2018).

Comparado ao DAB tradicional monofásico, as correntes eficazes nos barramentos são menores e a frequência sobre eles é seis vezes maior que a frequência de chaveamento,

reduzindo suas respectivas capacitâncias (DA SILVA, 2018). A topologia trifásica do conversor DAB possui custo mais elevado, visto que o número de transformadores e interruptores é maior, porém pode ser indicada para aplicações que exijam alta potência.

Um conversor DAB trifásico modificado aplicado em veículos elétricos é apresentado em (DA SILVA, 2018) e ilustrado na Figura 5. Esta topologia propõe algumas mudanças comparada à topologia trifásica convencional, visando atenuar o problema referente à alta potência em baixa tensão, visto que as altas correntes podem prejudicar o funcionamento do conversor. Como pode ser observado na Figura 5, a versão modificada do DAB acrescenta um transformador em cada fase, fechando um total de seis transformadores ao todo. O número de interruptores também aumenta, passando de 12 para 18, o que acarreta em um custo mais elevado na construção do conversor.

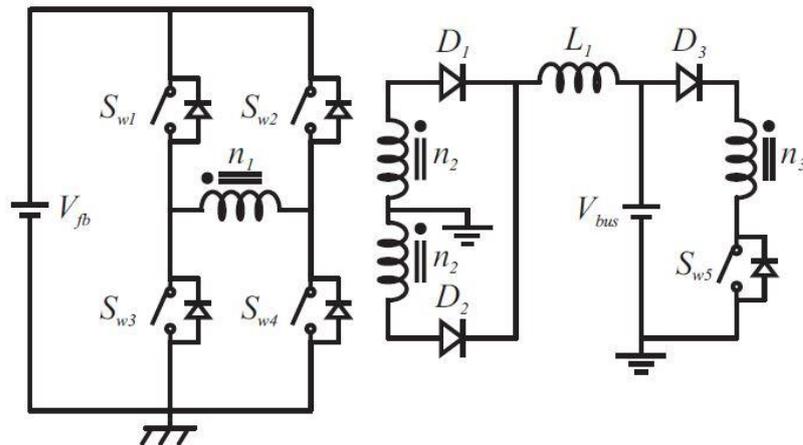
Figura 5- DAB trifásico modificado.



Fonte: (DA SILVA, 2018).

Um conversor CC-CC integrado *full-bridge-forward* é apresentado em (ROGGIA, 2013) e sua topologia mostrada na Figura 6. O conversor é utilizado para conectar um sistema de armazenamento de energia ao barramento CC de uma microrrede residencial.

Figura 6- Conversor integrado *full-bridge-forward*.

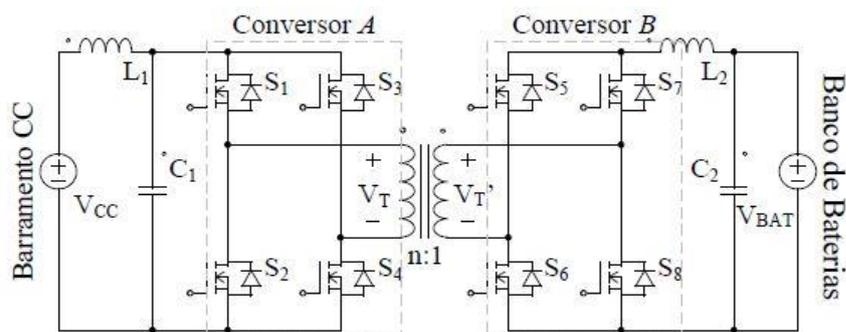


Fonte: (ROGGIA, 2013).

Este conversor integrado possui bidirecionalidade, isolamento galvânica, além de um nível elevado de tensão. O conversor *full-bridge* é utilizado no processo de descarga do sistema, com potência de 1,4 kW. Para o processo de carga do sistema é utilizado o conversor *forward*, visto que a carga pode ser efetuada em intervalos de tempos maiores e níveis de potência menores, pois o sistema de armazenamento de energia não é muito solicitado em microrredes residenciais (ROGGIA, 2013).

Em (CARVALHO et al., 2018) um conversor DAB apresentado na Figura 7, possui potência nominal de 200 W utilizado para conectar um banco de baterias de 60 V à um barramento CC de 230 V, realizando a carga e descarga das baterias. Com características de fonte de corrente no lado do banco de baterias pela inserção do indutor L_2 e fonte de tensão no lado do barramento CC, a operação do conversor auxiliada pela relação de transformação do transformador garante ao sistema maiores faixas de ganho de tensão. Dessa forma, a tensão do barramento é constante tanto no modo de carga quanto no modo de descarga.

Figura 7- Conversor DAB proposto.

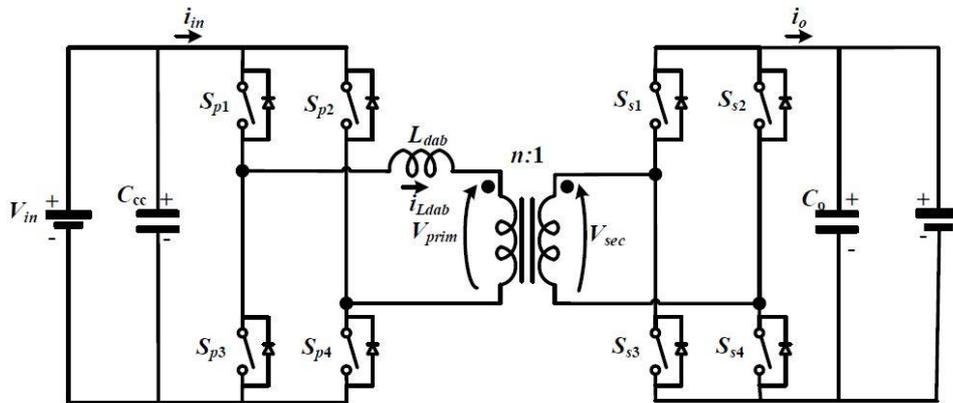


Fonte: (CARVALHO et al., 2018).

3 CONVERSOR DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

O conversor DAB é composto por dois conversores de ponte completa (*full-bridge*), conectados por um transformador comumente de alta frequência que possibilita a isolamento galvânica entre a entrada e a saída do conversor (ponte 1 e ponte 2), além de fazer a regulação das tensões nos barramentos de entrada e saída por meio de seus enrolamentos e transferir energia da ponte 1 para a ponte 2 e vice-versa. A topologia clássica do conversor DAB está ilustrada na Figura 8.

Figura 8- Estrutura clássica do conversor DAB.



Fonte: (COSTA, 2017).

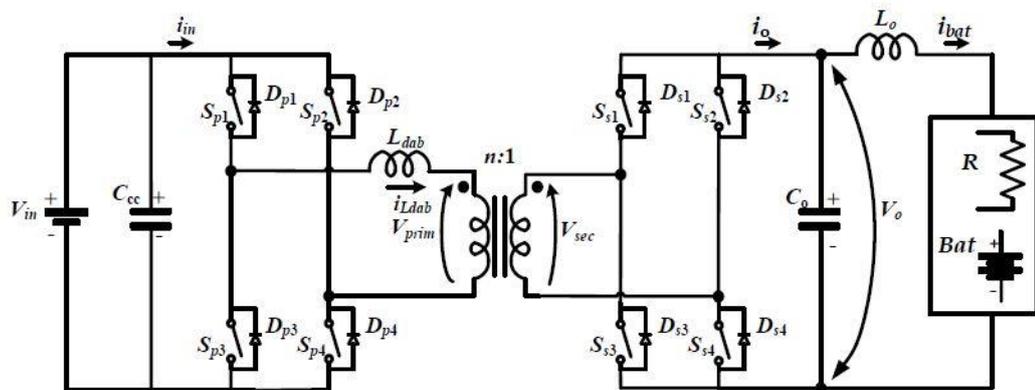
A indutância L_{dab} auxilia na transferência de potência do conversor *full-bridge* de entrada para o conversor *full-bridge* de saída. Essa indutância é composta pelas indutâncias de dispersão do transformador e, dependendo do seu valor torna-se necessário adicionar um indutor auxiliar em série para que a indutância resultante aumente e proporcione a transferência de potência (DOS SANTOS, 2011).

Por ser um conversor que utiliza muitos componentes semicondutores ativos que devem suportar altos valores de corrente conforme os níveis de potência e tensões de entrada e saída, é necessário que haja um elevado número de circuitos responsáveis pelos sinais de acionamento dos interruptores. Apesar disso, destacam-se neste conversor além da isolamento galvânica, algumas características como: robustez, fluxo bidirecional de energia, alta densidade de potência e alta eficiência (COSTA, 2017).

3.1 ANÁLISE DO FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR

Nesta seção, são apresentadas as etapas de operação do conversor DAB e suas principais formas de onda. São consideradas seis etapas de operação em um período completo de comutação. Para realizar a análise, assume-se que o conversor opera em regime permanente e com modulação *phase-shift* (PSM), que será tratada posteriormente na seção específica sobre os tipos de modulação. O circuito utilizado para análise é mostrado na Figura 9, considerando um indutor na saída e o modelo da bateria como carga resistiva.

Figura 9- Modelo utilizado para análise do funcionamento do conversor DAB.



Fonte: (COSTA, 2017).

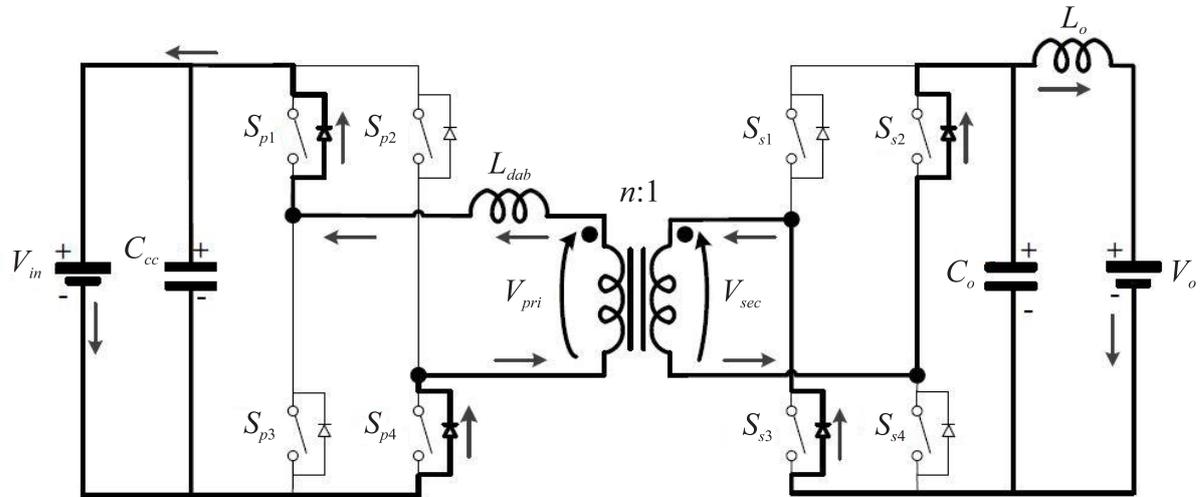
O indutor L_o não interfere na análise das etapas de operação do conversor DAB e tem como objetivo diminuir a ondulação na corrente de saída de forma a amenizar os efeitos da corrente injetada na bateria, aumentando a vida útil da mesma.

Para aplicações práticas, é necessário que haja um tempo morto entre o acionamento dos interruptores de mesmo braço do conversor, a fim de evitar curto-circuito de braço.

3.1.1 Etapa 1

Na primeira etapa de operação, a corrente não circula em nenhum interruptor. A condução da corrente se dá através dos diodos que estão em antiparalelo aos interruptores S_{p1} , S_{p4} , S_{s2} e S_{s3} . À vista disso, a corrente i_{Ldab} parte de um valor negativo ($i_{Ldab(0)}$). A tensão no indutor auxiliar L_{dab} será a tensão de entrada mais a tensão de saída refletida para o primário. A Figura 10 mostra a primeira etapa de operação do conversor.

Figura 10- Primeira etapa de operação.



Fonte: (COSTA, 2017).

A equação (1) define a corrente na indutância $i_{L_{dab}}$ nesta etapa de operação.

$$i_{L_{dab}}(\omega t) = (-i_{L_{dab}(0)}) + \left(V_{in} + \frac{V_o}{n} \right) \frac{\omega t}{\omega_s L_{dab}} \quad (1)$$

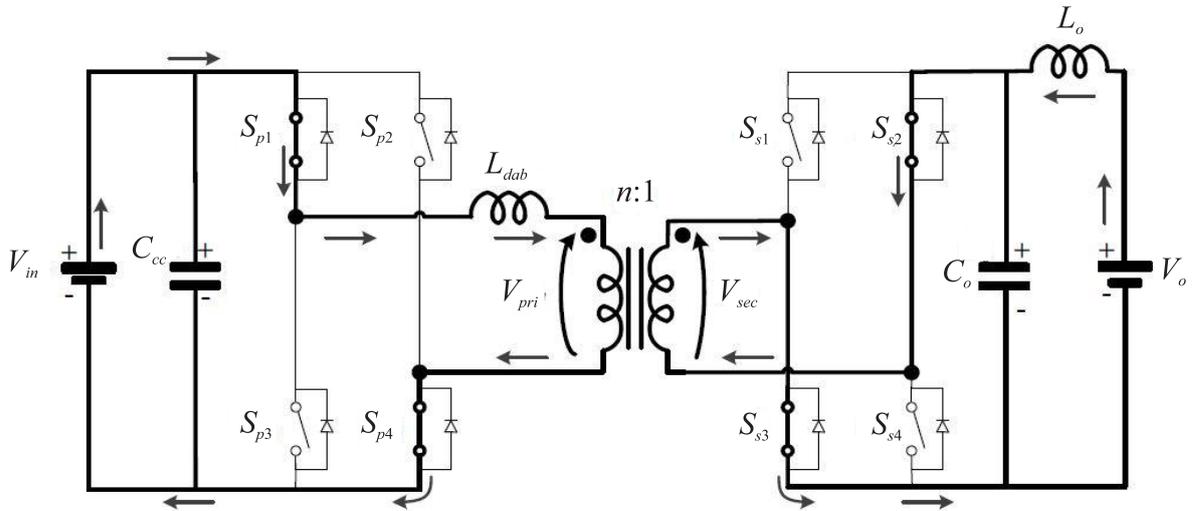
Onde ω_s é a frequência angular de comutação definida por $\omega_s = 2\pi f_s$, f_s a frequência de comutação em Hertz (Hz), V_{in} a tensão de entrada, V_o a tensão de saída. n a relação de transformação do transformador e L_{dab} a indutância auxiliar de transferência de potência.

O fim da primeira etapa ocorre quando a corrente no indutor $i_{L_{dab}}$ é igual a zero e os diodos entram em bloqueio.

3.1.2 Etapa 2

A segunda etapa inicia após o bloqueio dos diodos responsáveis pela condução de corrente na primeira etapa e a entrada em condução dos interruptores S_{p1} , S_{p2} , S_{s2} e S_{s3} . Com isso, a corrente $i_{L_{dab}}$ torna-se positiva e a sua inclinação não se altera em relação à primeira etapa de operação, indicada em (1). A segunda etapa de operação do conversor DAB é apresentada na Figura 11.

Figura 11- Segunda etapa de operação.



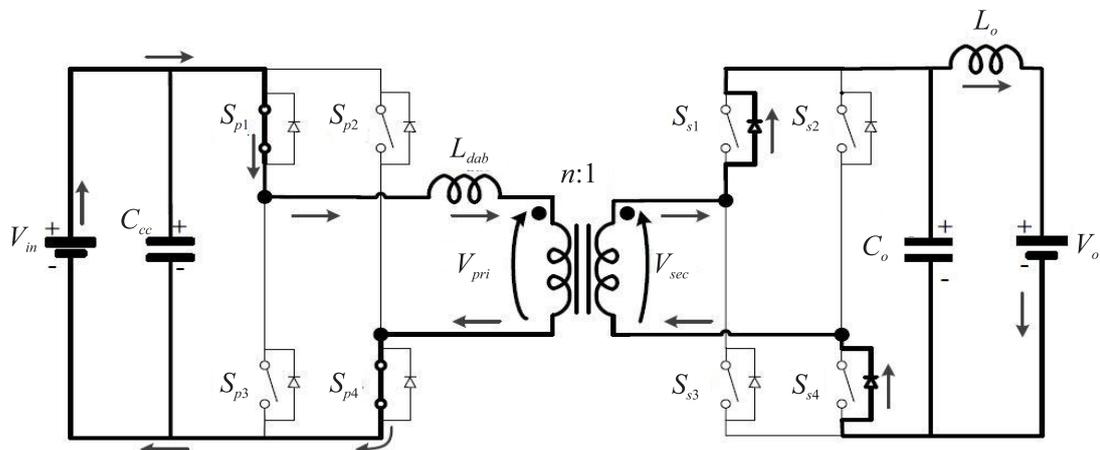
Fonte: (COSTA, 2017).

O fim desta etapa ocorre quando os interruptores S_{s2} e S_{s3} são bloqueados e os interruptores S_{s1} e S_{s4} são habilitados para conduzir.

3.1.3 Etapa 3

O bloqueio dos interruptores S_{s2} e S_{s3} e a entrada em condução dos interruptores S_{s1} e S_{s4} marca o início da terceira etapa de operação. A corrente $i_{L_{dab}}$ mantém-se positiva e continua circulando através de S_{p1} e S_{p4} . No lado secundário, os diodos em antiparalelo dos interruptores S_{s1} e S_{s4} conduzem a corrente. A terceira etapa de operação é ilustrada na Figura 12.

Figura 12- Terceira etapa de operação.



Fonte: (COSTA, 2017).

Apesar da corrente $i_{L_{dab}}$ se manter positiva, sua definição é alterada e pode ser observada em (2), haja visto que a polaridade da tensão no secundário fica invertida em relação à V_o .

$$i_{L_{dab}}(\omega t) = i_{L_{dab}}(\delta) + \left(V_{in} - \frac{V_{out}}{n} \right) \frac{(\omega t - \delta)}{\omega_s L_{dab}} \quad (2)$$

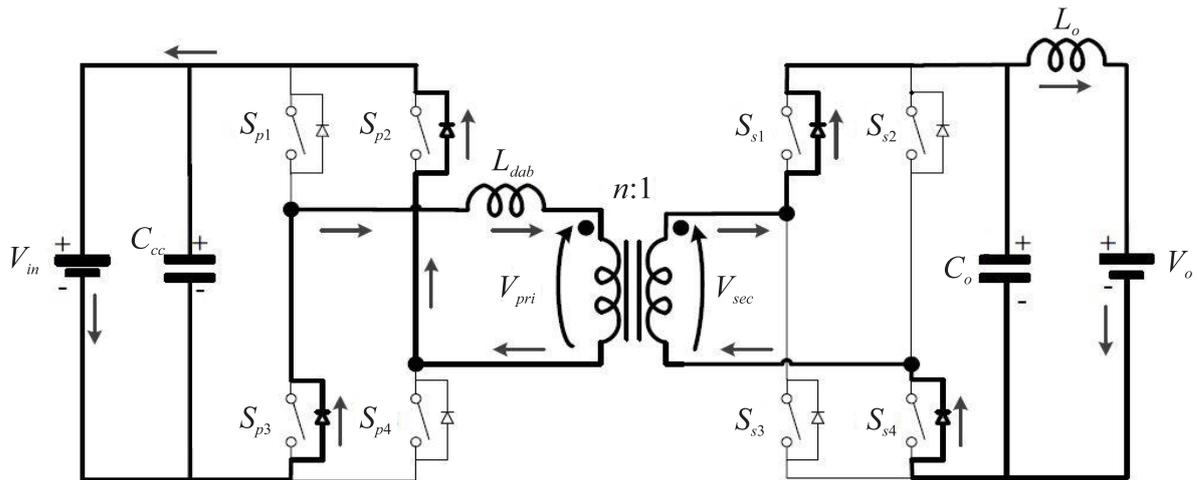
3.1.4 Etapa 4

O início da quarta etapa de operação ocorre com o bloqueio dos interruptores S_{p1} e S_{p4} e a entrada em condução de S_{p2} e S_{p3} . A corrente ainda é positiva nesta etapa, portanto circula no lado primário pelos diodos em antiparalelo das chaves S_{p2} e S_{p3} e no secundário circula através dos diodos de S_{s1} e S_{s4} . A equação que define a corrente $i_{L_{dab}}$ é dada pela equação (3).

$$i_{L_{dab}}(\omega t) = i_{L_{dab}}(\pi - \delta) + \left(-V_{in} + \frac{V_{out}}{n} \right) \frac{(\omega t - \pi - \delta)}{\omega_s L_{dab}} \quad (3)$$

A Figura 13 ilustra a quarta etapa de operação do conversor DAB.

Figura 13- Quarta etapa de operação.

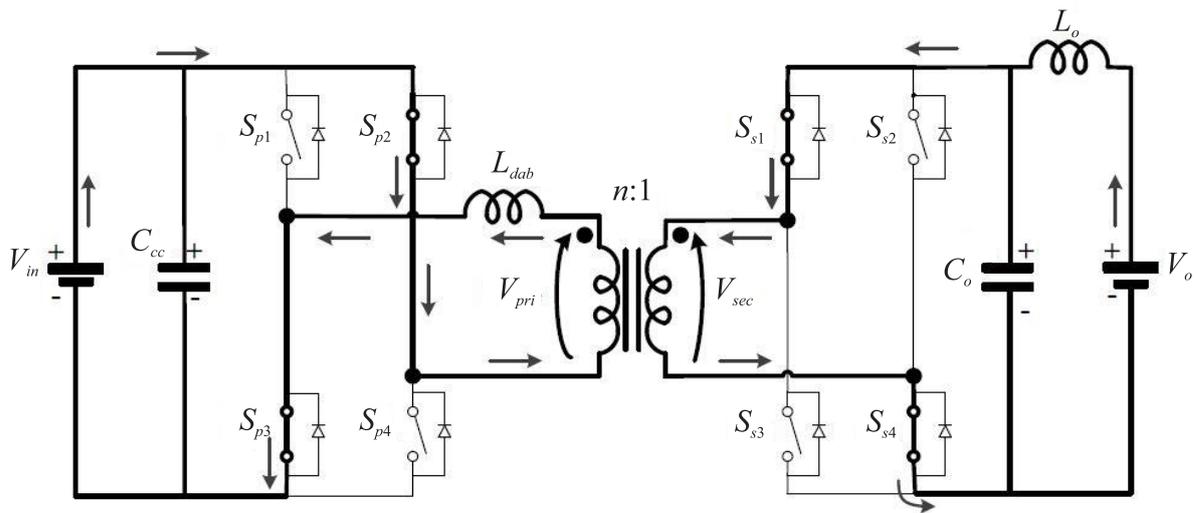


Fonte: (COSTA, 2017).

3.1.5 Etapa 5

A quinta etapa de operação inicia quando a corrente $i_{L_{dab}}$ chega a zero e começa a circular através dos interruptores S_{p2} , S_{p3} , S_{s1} e S_{s4} . A equação da corrente é a mesma da quarta etapa, definida em (3). O sentido de circulação da corrente é mostrado na Figura 14.

Figura 14- Quinta etapa de operação.



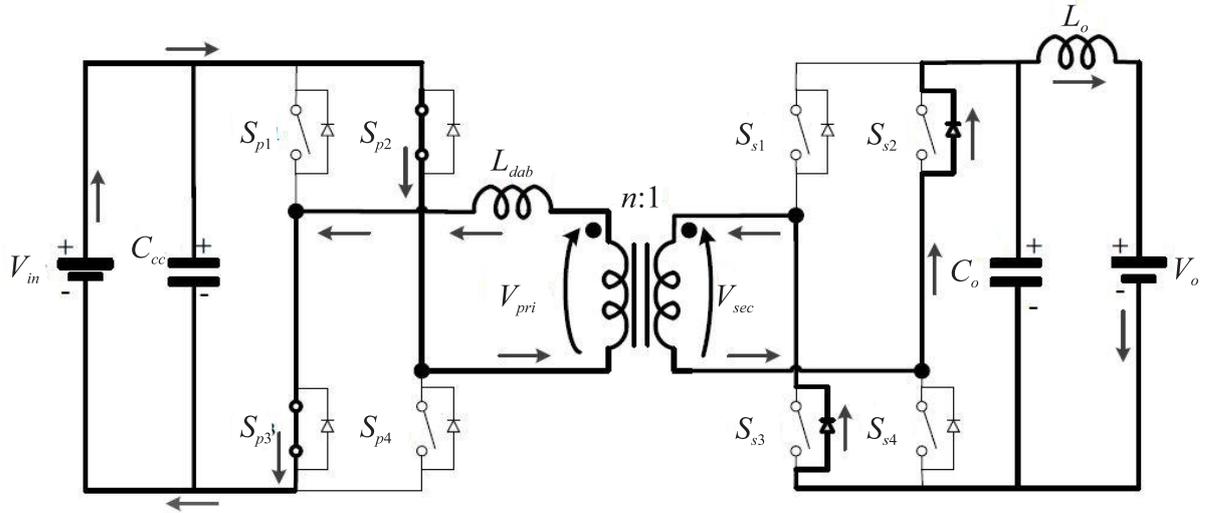
Fonte: (COSTA, 2017).

O fim da quinta etapa de operação ocorre quando os interruptores do lado secundário comutam, ou seja, S_{s1} e S_{s4} são bloqueados e S_{s2} e S_{s3} são habilitados para conduzir.

3.1.6 Etapa 6

Nesta etapa a corrente flui no lado primário através de S_{p2} e S_{p3} , enquanto que no lado secundário a circulação da corrente ocorre por meio dos diodos dos interruptores S_{s2} e S_{s3} . A Figura 15 mostra a sexta etapa de operação do conversor DAB.

Figura 15- Sexta etapa de operação.



Fonte: (COSTA, 2017).

A equação (4) define a corrente $i_{L_{dab}}$ nesta etapa:

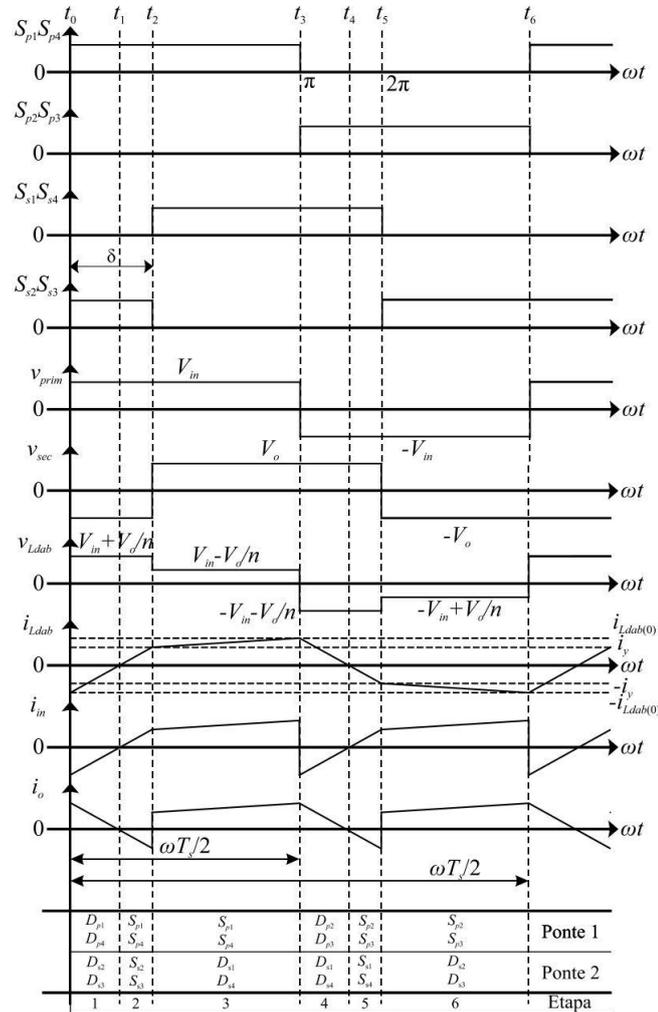
$$i_{L_{dab}}(\omega t) = i_{L_{dab}}(\pi - \delta) + \left(-V_{in} + \frac{V_{out}}{n} \right) \frac{(\omega t - \pi - \delta)}{\omega_s L_{dab}} \quad (4)$$

O fim desta etapa marca o reinício de um novo período de operação, quando os interruptores são bloqueados e a condução ocorre através dos diodos, como foi analisado na primeira etapa de operação anteriormente.

3.1.7 Principais formas de onda

As formas de onda do conversor DAB operando com modulação PSM podem ser observadas na Figura 16. Observa-se a defasagem entre os sinais de acionamento dos interruptores do lado primário e os interruptores do lado secundário.

Figura 16- Formas de onda do conversor DAB com PSM.



Fonte:(COSTA, 2017).

3.2 TIPOS DE MODULAÇÃO

Esta subseção apresenta alguns tipos de modulação aplicados ao conversor DAB. Destaca-se a modulação *phase-shift*, que geralmente é a mais empregada neste conversor. Outros tipos de modulação como triangular e trapezoidal também são analisadas. Estas modulações (triangular e trapezoidal) visam aumentar a faixa de tensões de entrada e saída para que permitam transferência bidirecional de energia, melhorar a eficiência do conversor em algumas faixas de potência e elevar a faixa de comutação suave dos interruptores (COSTA, 2017).

3.2.1 Modulação *phase-shift* (PSM)

A modulação *phase-shift* foi a primeira aplicada ao conversor DAB. Trata-se de uma modulação de simples implementação e possui alta capacidade de transferência de potência (ROGGIA, 2013).

O método PSM consiste na defasagem angular entre os comandos dos interruptores do primário e do secundário. Além disso, a razão-cíclica é mantida constante em metade do período, e todos os braços do conversor operam de forma complementar (FRAYTAG, 2018).

Nesta modulação, a potência ativa de saída pode ser obtida através das equações (5) ou (6) :

$$P_{out} = \frac{V_{in}^2 d_{dab} \phi}{\omega_s L_{dab}} \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (5)$$

$$P_{out} = \frac{V_{in} V_{out} \phi}{2\pi f_s L_{dab} n} \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (6)$$

Sendo:

$$d_{dab} = n \frac{V_{out}}{V_{in}}, \quad (7)$$

$$-\pi \leq \phi \leq \pi \quad (8)$$

Onde d_{dab} é a relação entre as tensões do primário e do secundário do transformador levando em consideração a relação de transformação $n \left(\frac{N2}{N1} \right)$ e ϕ é o ângulo de defasagem entre as pontes completas do lado primário e secundário.

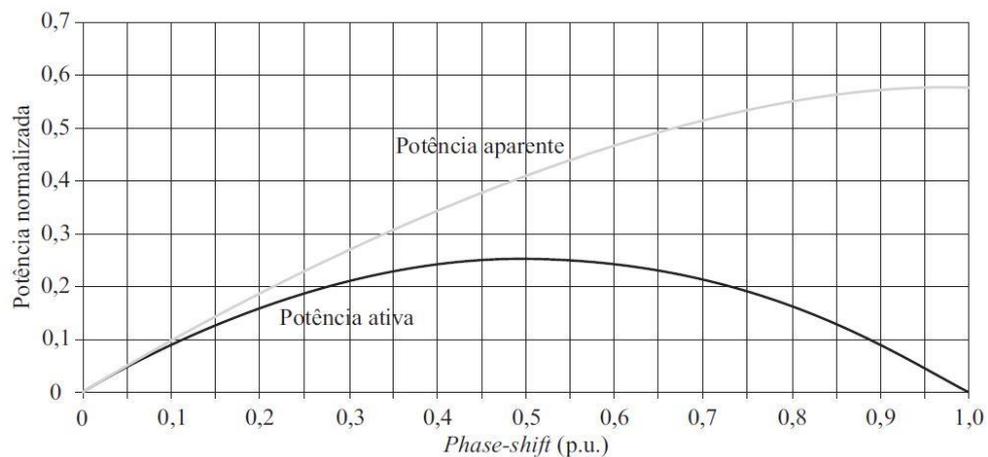
Se $d_{dab} > 1$, o conversor DAB opera no modo *Buck* (abaixador de tensão). Quando $d_{dab} < 1$, o conversor opera no modo *Boost* (elevador de tensão) (COSTA, 2017). A potência atinge seu valor máximo positivo quando o ângulo de defasagem é 90° , e valor máximo negativo com ângulo de defasagem igual a -90° . Quando o ângulo de defasagem é igual a 0° ou 180° , a potência ativa é igual a zero (ROGGIA, 2013).

(ROGGIA, 2013) cita algumas desvantagens como:

- O ângulo de defasagem não deve ser muito elevado, pois a potência entregue à carga é reduzida, visto que a razão entre as potências ativa e aparente fique abaixo do valor recomendável de 80%, dessa forma o rendimento do conversor é comprometido;
- A ondulação da corrente no elemento armazenador é elevada para o conversor DAB clássico, pois a forma de onda é pulsada, comprometendo a vida útil das baterias;
- Limitações práticas no valor mínimo de defasagem possível de ser atingido (como por exemplo tempo de inversão da corrente no transformador, tempo morto entre as chaves, tempos de subida e descida no acionamento e bloqueio das chaves) limitam a operação do conversor em baixas potências;
- Utilizando modulação PSM tradicional, não há comutação suave nos interruptores em toda a faixa de operação;

A Figura 17 apresenta as curvas das potências ativa e aparente quando o conversor DAB opera em PSM.

Figura 17- Potências ativa e aparente no conversor DAB com PSM (1 p.u. = 180°).



Fonte: (ROGGIA, 2013).

É recomendado que o ângulo de defasagem ϕ não seja muito elevado, evitando que a potência reativa circulante entre as pontes primária e secundária seja elevada, garantindo assim a máxima transferência de potência (COSTA, 2017).

Diante das limitações na modulação PSM, não é possível aplicações de ZVS (*Zero Voltage Switching*) em toda a faixa de operação quando d_{dab} é diferente de 1. A aplicação de

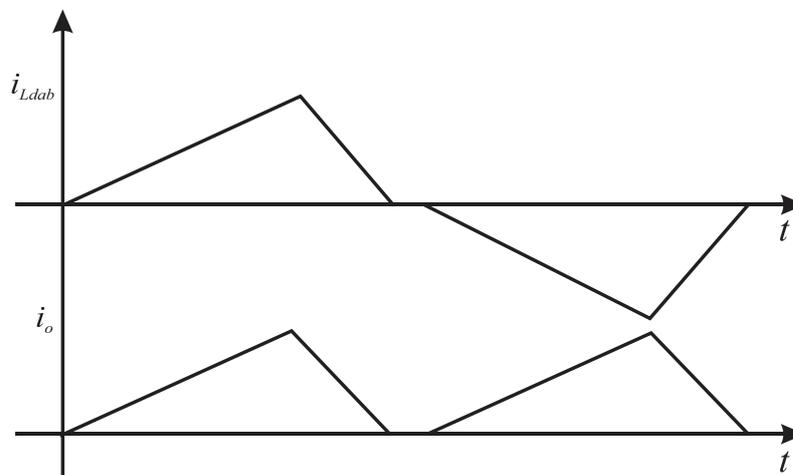
ZVS é desejada na operação do conversor, pois diminui consideravelmente o nível de perdas nos interruptores, aumentando assim o rendimento do conversor.

3.2.2 Modulação triangular (TRM)

A modulação triangular pode ser utilizada quando as tensões no primário e no secundário possuem uma diferença significativa de valores (KRISMER; ROUND; KOLAR, 2006). Neste método de modulação, a razão de defasagem angular é medida entre os centros do ciclo de trabalho das tensões do primário e do secundário, de modo que ambas as razões cíclicas sejam menores que 0,5.

Esta modulação é dividida em três etapas: na primeira etapa, a corrente $i_{L_{dab}}$ aumenta a partir de zero. Na segunda etapa, a corrente retorna para zero e na última etapa, $i_{L_{dab}}$ mantém-se zero. Isso permite comutar o interruptor de maneira suave com zero de corrente (ZCS) para o lado de menor tensão. A Figura 18 mostra as formas de onda das correntes $i_{L_{dab}}$ e i_o no modo TRM.

Figura 18- Formas de onda das correntes no modo TRM.



Fonte: Adaptado de (ZHOU; KHAMBADKONE, 2009).

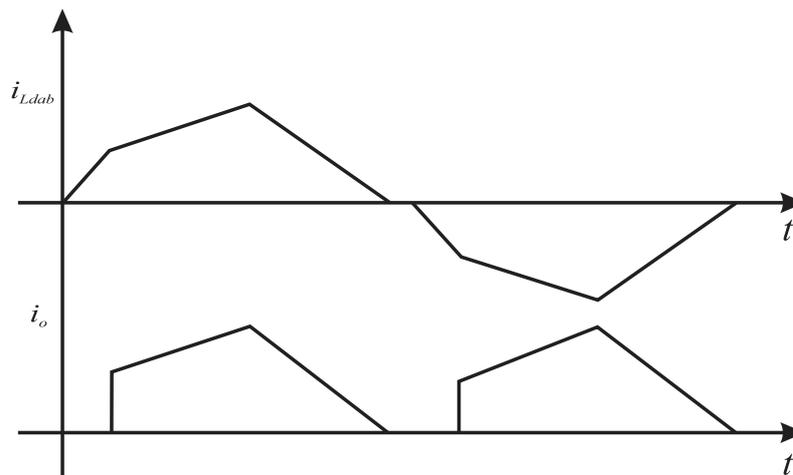
3.2.3 Modulação trapezoidal (TZM)

Outro tipo de modulação utilizada no conversor DAB é a trapezoidal, que permite diminuir as perdas de comutação nos interruptores e aumentar o rendimento do conversor. No modo TZM, há 4 etapas: na primeira etapa, a corrente $i_{L_{dab}}$ parte de zero. Durante a segunda

etapa, as tensões de entrada e saída estão aplicadas no transformador. Na terceira etapa a corrente retorna a zero e na última etapa mantém-se em zero.

Com a modulação trapezoidal, é possível alcançar uma melhor eficiência do conversor, ocorrendo ZCS em metade dos interruptores e ZVS nos interruptores restantes. A Figura 19 apresenta as formas de onda das correntes i_{Ldab} e i_o .

Figura 19- Formas de onda das correntes no modo TZM.



Fonte: Adaptado de (ZHOU; KHAMBADKONE, 2009).

3.2.4 Modulação por Múltiplas Variáveis (MMV)

A modulação MMV é um combinado dos outros métodos de modulação. Esta modulação consiste em controlar as três variáveis de projeto denominadas trio de controle: $D1$, $D2$ e ϕ . Sendo $D1$ a razão cíclica aplicada no *full-bridge* de entrada, $D2$ a razão cíclica aplicada ao *full-bridge* de saída e ϕ o ângulo de defasagem entre as tensões do primário e secundário. Conforme mudam-se os parâmetros do trio de controle, a corrente i_{Ldab} varia. Dessa forma, é possível diminuir as perdas do conversor de acordo com a combinação feita nas variáveis de controle e obter um rendimento mais elevado. Em contrapartida, as perdas no conversor podem aumentar se o trio de controle escolhido não for adequado, ocasionando queda de rendimento. Também é possível obter diferentes níveis de potência de acordo com o trio de controle utilizado.

À vista disso, a MMV é composta por seis situações de operação determinadas de acordo com as variáveis do trio de controle: Situação A, Situação B, Situação C, Situação D, Situação E e Situação F. Com o aumento do número de variáveis que são controladas, o número de etapas de operação também aumenta, ocasionando diferentes comportamentos da corrente i_{Ldab} para

cada uma das seis situações. Os períodos que determinam os limites de operação de cada situação são descritos a seguir:

$$T_{D1} = D1.T_S \quad (9)$$

$$T_{D2} = T_\phi + D2.T_S \quad (10)$$

$$T_\phi = \frac{\phi.T_S}{2\pi} \quad (11)$$

$$T_3 = T_{D1} + \frac{T_S}{2} \quad (12)$$

$$T_4 = T_\phi + \frac{T_S}{2} \quad (13)$$

$$T_5 = T_4 + D2.T_S \quad (14)$$

$$T_6 = T_{D2} - \frac{T_S}{2} \quad (15)$$

Onde T_S é o período de comutação.

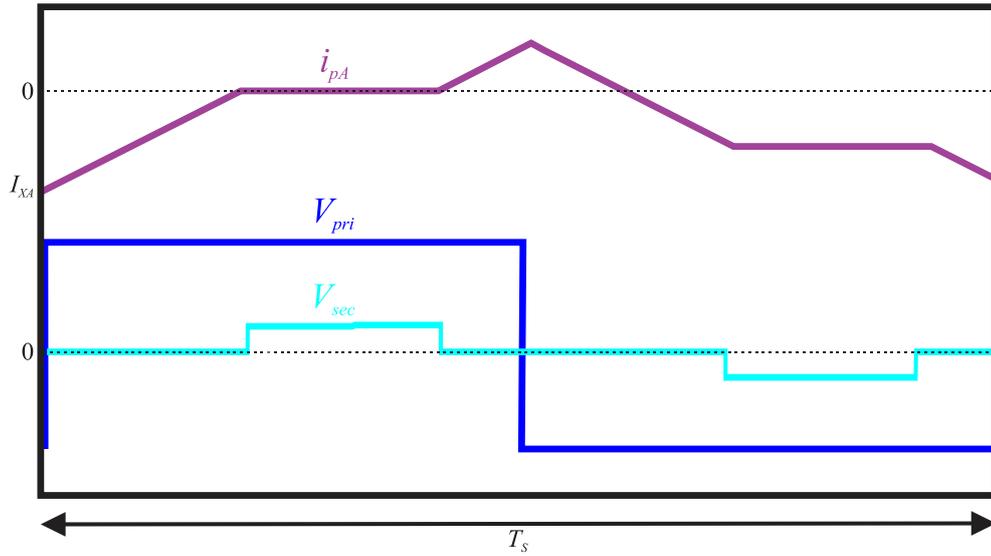
3.2.4.1 Situação A

Para esta situação, o conversor opera com:

$$T_{D2} < T_{D1} \text{ e } T_{D2} < \frac{T_S}{2}.$$

A Figura 20 apresenta o comportamento da corrente no primário i_{pA} e as tensões no primário e no secundário do transformador para determinado ponto de operação da situação A ($D1 = 0,5$, $D2 = 0,2$ e $\phi = 74^\circ$). As etapas que descrevem o comportamento da corrente serão detalhadas na sequência.

Figura 20- Exemplo de corrente no primário e tensões no transformador para situação A.



Fonte: Autor.

- Etapa 1 ($0 \leq t < T_\phi$):

A corrente inicial nesta etapa denominada I_{XA} é dada por (16):

$$I_{XA} = \frac{V_{in}}{2 \cdot L_{DAB} \cdot f_s} (d \cdot D2 - D1) \quad (16)$$

Assim, a corrente no primário i_{pA} para esta etapa é definida em (17):

$$i_{pA} = I_{XA} + \frac{V_{in} \cdot t}{L_{DAB}} \quad (17)$$

- Etapa 2 ($T_\phi \leq t < T_{D2}$):

A segunda etapa inicia após a comutação dos interruptores S_{S1} e S_{S4} e o valor inicial da corrente i_{pA} é igual ao valor final da etapa anterior. A equação (18) descreve o comportamento da corrente nesta etapa.

$$i_{pA}(t) = i_{pA}(T_\phi) - \left[\frac{V_{in}(1-d)(t-T_\phi)}{L_{DAB}} \right] \quad (18)$$

- Etapa 3 ($T_{D2} \leq t < T_{D1}$):

Na terceira etapa, a variação da corrente i_{pA} está relacionada com a tensão de entrada V_{in} e a indutância L_{DAB} , conforme mostra (19).

$$i_{pA}(t) = i_{pA}(T_{D2}) + \left[\frac{V_{in}(t - T_{D2})}{L_{DAB}} \right] \quad (19)$$

- Etapa 4 $\left(T_{D1} \leq t < \frac{T_S}{2} \right)$:

Na etapa 4 as tensões no primário e no secundário do transformador são iguais a zero. Portanto, a corrente não sofre variação e é descrita através de (20).

$$i_{pA}(t) = i_{pA}(T_{D1}) \quad (20)$$

- Etapa 5 $\left(\frac{T_S}{2} \leq t < T_4 \right)$:

Nesta etapa, ocorre a comutação dos interruptores S_{p2} e S_{p3} . A corrente no primário é desenvolvida em (21).

$$i_{pA}(t) = i_{pA}\left(\frac{T_S}{2}\right) - \left[\frac{V_{in}\left(t - \frac{T_S}{2}\right)}{L_{DAB}} \right] \quad (21)$$

- Etapa 6 ($T_4 \leq t < T_S + T_6$):

As tensões no primário e no secundário do transformador são negativas e a corrente é dada por (22).

$$i_{pA}(t) = i_{pA}(T_4) + \left[\frac{V_{in}(1-d)(t - T_4)}{L_{DAB}} \right] \quad (22)$$

- Etapa 7 ($T_S + T_6 \leq t < T_3$):

A expressão (23) caracteriza o comportamento da corrente na sétima etapa de operação.

$$i_{pA}(t) = i_{pA}(T_S + T_6) + \left[\frac{V_{in}(t - T_S - T_6)}{L_{DAB}} \right] \quad (23)$$

- Etapa 8 ($T_3 \leq t < T_S$):

A equação (24) descreve a corrente do primário na oitava e última etapa desta situação.

$$i_{pA}(t) = i_{pA}(T_3) \quad (24)$$

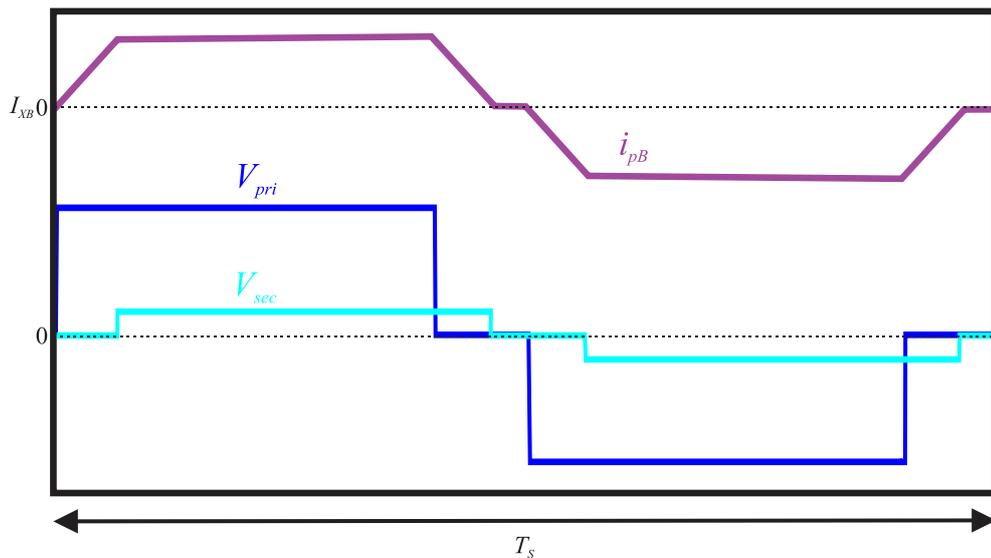
3.2.4.2 Situação B

A situação B se dá quando o conversor opera com:

$$T_{D2} \geq T_{D1} \text{ e } T_{D1} > T_\phi \text{ e } T_{D2} \leq \frac{T_S}{2}.$$

A Figura 21 mostra o comportamento da corrente i_{Ldab} para a situação B, que será denominada i_{pB} , com $D1 = 0,4$, $D2 = 0,4$ e $\phi = 24^\circ$.

Figura 21- Exemplo de corrente no primário e tensões no transformador para situação B.



Fonte: Autor.

- Etapa 1 ($0 \leq t < T_\phi$):

A primeira etapa inicia com a comutação dos interruptores S_{p1} e S_{p4} . A corrente inicial I_{XB} é definida em (25). Em (26), a corrente i_{pB} é descrita.

$$I_{XB} = \frac{V_{in}}{2 \cdot L_{DAB} \cdot f_s} (d \cdot D2 - D1) \quad (25)$$

$$i_{pB}(t) = I_{XB} + \frac{V_{in} \cdot t}{L_{DAB}} \quad (26)$$

- Etapa 2 ($T_\phi \leq t < T_{D1}$):

A equação (27) determina o comportamento da corrente na segunda etapa.

$$i_{pB}(t) = i_{pB}(T_\phi) - \left[\frac{V_{in} (1-d)(t - T_\phi)}{L_{DAB}} \right] \quad (27)$$

- Etapa 3 ($T_{D1} \leq t < T_{D2}$):

Nesta etapa, a corrente é expressa por (28).

$$i_{pB}(t) = i_{pB}(T_{D1}) - \left[\frac{V_{in} d(t - T_{D1})}{L_{DAB}} \right] \quad (28)$$

- Etapa 4 ($T_{D2} \leq t < \frac{T_s}{2}$):

Na quarta etapa, a corrente não sofre variação em relação ao comportamento da etapa anterior e é descrita por (29).

$$i_{pB}(t) = i_{pB}(T_{D2}) \quad (29)$$

- Etapa 5 ($\frac{T_s}{2} \leq t < T_4$):

Durante a quinta etapa, os interruptores S_{p2} e S_{p3} são acionados e, a corrente pode ser definida por (30).

$$i_{pB}(t) = i_{pB}\left(\frac{T_S}{2}\right) - \left[\frac{V_{in}\left(t - \frac{T_S}{2}\right)}{L_{DAB}} \right] \quad (30)$$

- Etapa 6 ($T_4 \leq t < T_3$):

Ocorre o acionamento dos interruptores S_{s2} e S_{s3} , resultando em uma tensão negativa no secundário do transformador, enquanto que a tensão no primário não sofre variação. Dessa forma, é possível descrever a corrente no primário através de (31).

$$i_{pB}(t) = i_{pB}(T_4) + \left[\frac{V_{in}(1-d)(t-T_4)}{L_{DAB}} \right] \quad (31)$$

- Etapa 7 ($T_3 \leq t < T_S + T_6$):

Na sétima etapa, a corrente é definida por (32).

$$i_{pB}(t) = i_{pB}(T_3) + \left[\frac{V_{in}d(t-T_3)}{L_{DAB}} \right] \quad (32)$$

- Etapa 8 ($T_S + T_6 \leq t < T_S$):

A corrente no primário na última etapa da situação B é dada por (33).

$$i_{pB}(t) = i_{pB}(T_S + T_6) \quad (33)$$

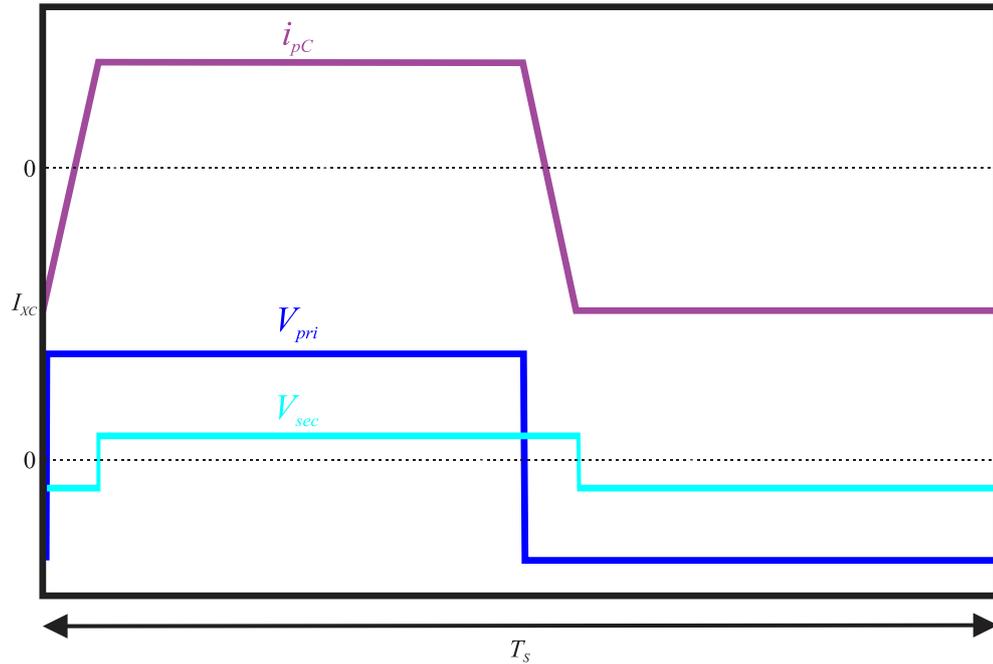
3.2.4.3 Situação C

Nesta situação, a operação do conversor se dá com:

$$T_{D1} > T_\phi \text{ e } T_{D2} > \frac{T_S}{2}.$$

Na Figura 22 é possível observar o comportamento da corrente i_{Ldab} , que será denominada i_{pC} para a situação C, com $D1 = 0,5$, $D2 = 0,5$ e $\phi = 20^\circ$. Esta situação também representa a operação do conversor DAB na modulação PSM.

Figura 22- Exemplo de corrente no primário e tensões no transformador para situação C.



Fonte: Autor.

- Etapa 1 ($0 \leq t < T_6$):

A primeira etapa da situação C é caracterizada pela comutação dos interruptores S_{p1} e S_{p4} . O valor inicial I_{XC} é determinado por (34) e o comportamento da corrente i_{pC} é desenvolvido em (35).

$$I_{XC} = \frac{V_{in}}{2\pi \cdot L_{DAB} \cdot f_s} (\pi d - \pi D1 - \pi D2 \cdot d - \phi d) \quad (34)$$

$$i_{pC}(t) = I_{XC} + \left[\frac{V_{in}(1+d)t}{L_{DAB}} \right] \quad (35)$$

- Etapa 2 ($T_6 \leq t < T_\phi$):

A expressão (36) expressa a corrente no primário para a segunda etapa da situação C.

$$i_{pC}(t) = I_{pC}(T_6) + \left[\frac{V_{in}(t-T_6)}{L_{DAB}} \right] \quad (36)$$

- Etapa 3 ($T_\phi \leq t < T_{D1}$):

Na terceira etapa, o início se dá com a comutação dos interruptores S_{s1} e S_{s4} . A tensão no secundário do transformador é positiva, enquanto que a tensão no primário não sofre variação. A equação (37) determina a corrente nesta etapa.

$$i_{pC}(t) = i_{pC}(T_\phi) - \left[\frac{V_{in}(1-d)(t-T_\phi)}{L_{DAB}} \right] \quad (37)$$

- Etapa 4 ($T_{D1} \leq t < \frac{T_S}{2}$):

Nesta etapa a tensão no primário é igual a zero, e a tensão do secundário é positiva. Através da equação (38) pode-se determinar o comportamento da corrente i_{pC} .

$$i_{pC}(t) = i_{pC}(T_{D1}) - \left[\frac{V_{in}d(t-T_{D1})}{L_{DAB}} \right] \quad (38)$$

- Etapa 5 ($\frac{T_S}{2} \leq t < T_{D2}$):

Na quinta etapa, a corrente é expressa por (39). Com o acionamento dos interruptores S_{p2} e S_{p3} a tensão no primário torna-se negativa e a tensão do secundário não se altera em relação à etapa anterior.

$$i_{pC}(t) = i_{pC}\left(\frac{T_S}{2}\right) - \left[\frac{V_{in}(1+d)\left(t - \frac{T_S}{2}\right)}{L_{DAB}} \right] \quad (39)$$

- Etapa 6 ($T_{D2} \leq t < T_4$):

Na etapa 6, a tensão do primário mantém-se negativa e a tensão do secundário passa a ser igual a zero. A corrente do primário é determinada por (40).

$$i_{pC}(t) = i_{pC}(T_{D2}) - \left[\frac{V_{in}(t-T_{D2})}{L_{DAB}} \right] \quad (40)$$

- Etapa 7 ($T_4 \leq t < T_3$):

A equação (41) define o comportamento da corrente do primário na sétima etapa.

$$i_{pC}(t) = i_{pC}(T_4) - \left[\frac{V_{in}(1-d)(t-T_4)}{L_{DAB}} \right] \quad (41)$$

- Etapa 8 ($T_3 \leq t < T_s$):

A última etapa da situação C possui tensão do primário igual a zero e tensão do secundário negativa, e a corrente é expressa em (42).

$$i_{pC}(t) = i_{pC}(T_3) + \left[\frac{V_{in}d(t-T_3)}{L_{DAB}} \right] \quad (42)$$

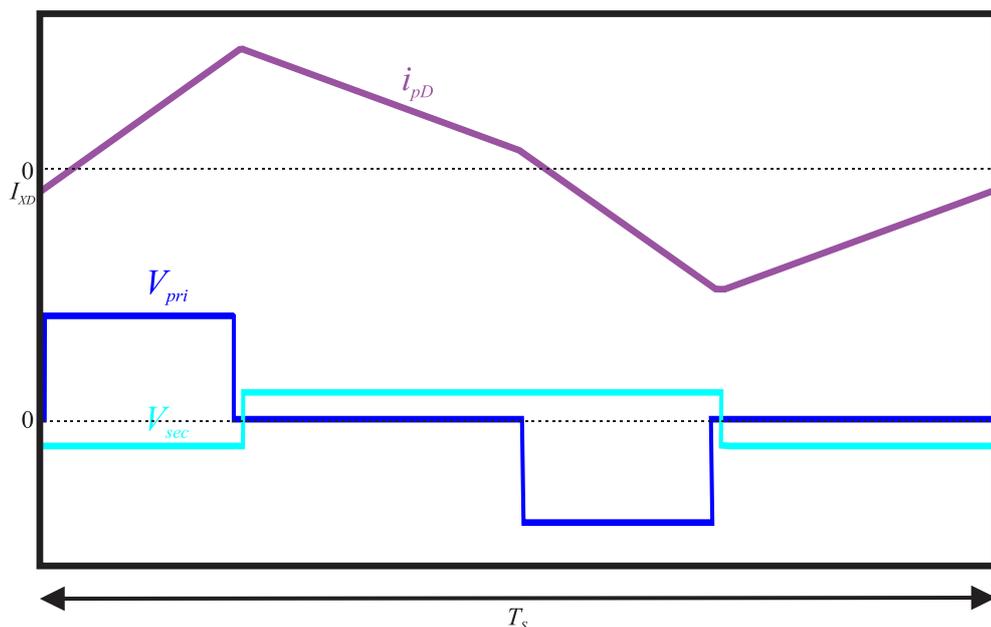
3.2.4.4 Situação D

A situação D ocorre quando o conversor está operando com:

$$T_\phi \leq T_{D2} \text{ e } T_6 > T_{D1}.$$

Para exemplificar o comportamento da corrente no primário e das tensões no transformador é apresentada a Figura 23, considerando $D1 = 0,2$, $D2 = 0,4$ e $\phi = 120^\circ$.

Figura 23- Exemplo de corrente no primário e tensões no transformador para situação D.



- Etapa 1 ($0 \leq t < T_{D1}$):

Na primeira etapa, a corrente inicial I_{XD} é expressa por (43). Em (44) a corrente no primário i_{pD} é definida.

$$I_{XD} = \frac{V_{in}}{2\pi \cdot L_{DAB} \cdot f_s} (\pi d - \pi D1 - \pi D2 \cdot d - \phi d) \quad (43)$$

$$i_{pD}(t) = I_{XD} + \left[\frac{V_{in}(1+d)t}{L_{DAB}} \right] \quad (44)$$

- Etapa 2 ($T_{D1} \leq t < T_6$):

Nesta etapa, a tensão no primário do transformador é nula e a tensão no secundário é positiva. A equação (45) expressa a corrente do primário para a segunda etapa.

$$i_{pD}(t) = i_{pD}(T_{D1}) + \left[\frac{V_{in}d(t-T_{D1})}{L_{DAB}} \right] \quad (45)$$

- Etapa 3 ($T_6 \leq t < T_\phi$):

Na terceira etapa as tensões no transformador são iguais a zero. O comportamento da corrente do primário é definido em (46).

$$i_{pD}(t) = i_{pD}(T_6) \quad (46)$$

- Etapa 4 ($T_\phi \leq t < \frac{T_s}{2}$):

Nesta etapa, a corrente i_{pD} é expressa por (47).

$$i_{pD}(t) = i_{pD}(T_\phi) - \left[\frac{V_{in}d(t-T_\phi)}{L_{DAB}} \right] \quad (47)$$

- Etapa 5 $\left(\frac{T_s}{2} \leq t < T_3\right)$:

No início da quinta etapa os interruptores S_{p2} e S_{p3} são acionados, ocasionando uma tensão negativa no primário do transformador. A tensão do secundário é positiva e a corrente no primário pode ser expressa por (48).

$$i_{pD}(t) = i_{pD}\left(\frac{T_s}{2}\right) - \left[\frac{V_{in}(1+d)\left(t - \frac{T_s}{2}\right)}{L_{DAB}} \right] \quad (48)$$

- Etapa 6 $(T_3 \leq t < T_{D2})$:

A tensão do primário passa a ser novamente nula e a corrente na sexta etapa é definida através da equação (49).

$$i_{pD}(t) = i_{pD}(T_3) - \left[\frac{V_{in}d(t - T_3)}{L_{DAB}} \right] \quad (49)$$

- Etapa 7 $(T_{D2} \leq t < T_4)$:

Nesta etapa, a tensão do secundário também é nula e a corrente pode ser expressa em (50).

$$i_{pD}(t) = i_{pD}(T_{D2}) \quad (50)$$

- Etapa 8 $(T_4 \leq t < T_s)$:

A última etapa da situação D é definida por (51). Nesta etapa, a tensão no secundário passa a ser negativa enquanto que a tensão do primário não se altera em relação à etapa 7.

$$i_{pD}(t) = i_{pD}(T_4) + \left[\frac{V_{in}d(t - T_4)}{L_{DAB}} \right] \quad (51)$$

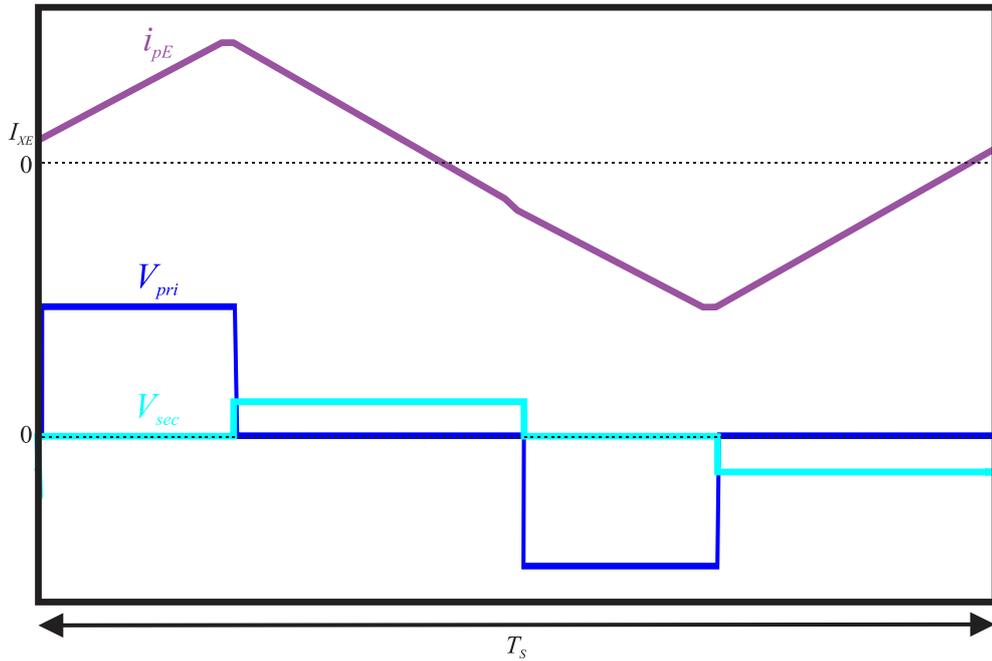
3.2.4.5 Situação E

Para entrar na situação E, o conversor deve operar com:

$$T_6 \leq T_{D1} \text{ e } T_\phi > T_{D1} \text{ e } T_{D2} > \frac{T_s}{2}.$$

Na Figura 24 são apresentados os comportamentos da corrente no primário i_{pE} e tensões no transformador para a situação E, com $D1 = 0,2$, $D2 = 0,3$ e $\phi = 75^\circ$.

Figura 24- Exemplo de corrente no primário e tensões no transformador para situação E.



Fonte: Autor.

- Etapa 1 ($0 \leq t < T_6$):

A corrente inicial I_{XE} da situação E é dada por (52). A corrente no primário i_{pE} para a situação E na primeira etapa possui um comportamento crescente e é expressa por (53).

$$I_{XE} = \frac{V_{in}}{2\pi \cdot L_{DAB} \cdot f_s} (\pi d - \pi D1 - \pi D2 \cdot d - \phi d) \quad (52)$$

$$i_{pE}(t) = I_{XE} + \left[\frac{V_{in}(1+d) \cdot t}{L_{DAB}} \right] \quad (53)$$

- Etapa 2 ($T_6 \leq t < T_{D1}$):

Na segunda etapa, a equação (54) define o comportamento da corrente no primário.

$$i_{pE}(t) = i_{pE}(T_6) + \left[\frac{V_{in}(t - T_6)}{L_{DAB}} \right] \quad (54)$$

- Etapa 3 ($T_{D1} \leq t < T_\phi$):

Na terceira etapa, as tensões no primário e no secundário do transformador são iguais a zero. A corrente no primário é definida por (55).

$$i_{pE}(t) = i_{pE}(T_{D1}) \quad (55)$$

- Etapa 4 ($T_\phi \leq t < \frac{T_S}{2}$):

Nesta etapa, a tensão no primário mantém-se igual a zero e a tensão no secundário passa a ser positiva. A corrente é expressa através de (56).

$$i_{pE}(t) = I_{pE}(T_\phi) - \left[\frac{V_{in}d(t - T_\phi)}{L_{DAB}} \right] \quad (56)$$

- Etapa 5 ($\frac{T_S}{2} \leq t < T_{D2}$):

A quinta etapa inicia com o acionamento dos interruptores S_{s2} e S_{s3} . A tensão no secundário do transformador permanece positiva e a tensão no primário passa a ser negativa. A corrente é definida através da equação (57).

$$i_{pE}(t) = i_{pE}\left(\frac{T_S}{2}\right) - \left[\frac{V_{in}(1+d)\left(t - \frac{T_S}{2}\right)}{L_{DAB}} \right] \quad (57)$$

- Etapa 6 ($T_{D2} \leq t < T_3$):

A equação (58) expressa o comportamento da corrente no primário durante a sexta etapa de operação.

$$i_{pE}(t) = i_{pE}(T_{D2}) - \left[\frac{V_{in}(t - T_{D2})}{L_{DAB}} \right] \quad (58)$$

- Etapa 7 ($T_3 \leq t < T_4$):

Na sétima etapa, as tensões no primário e no secundário do transformador são nulas e a corrente no primário é definida em (59).

$$i_{pE}(t) = i_{pE}(T_3) \quad (59)$$

- Etapa 8 ($T_4 \leq t < T_5$):

A oitava e última etapa da situação E apresenta tensão no primário do transformador igual a zero e a tensão do secundário passa a ser negativa. A corrente no primário é dada por (60).

$$i_{pE}(t) = i_{pE}(T_4) + \left[\frac{V_{in}d(t - T_4)}{L_{DAB}} \right] \quad (60)$$

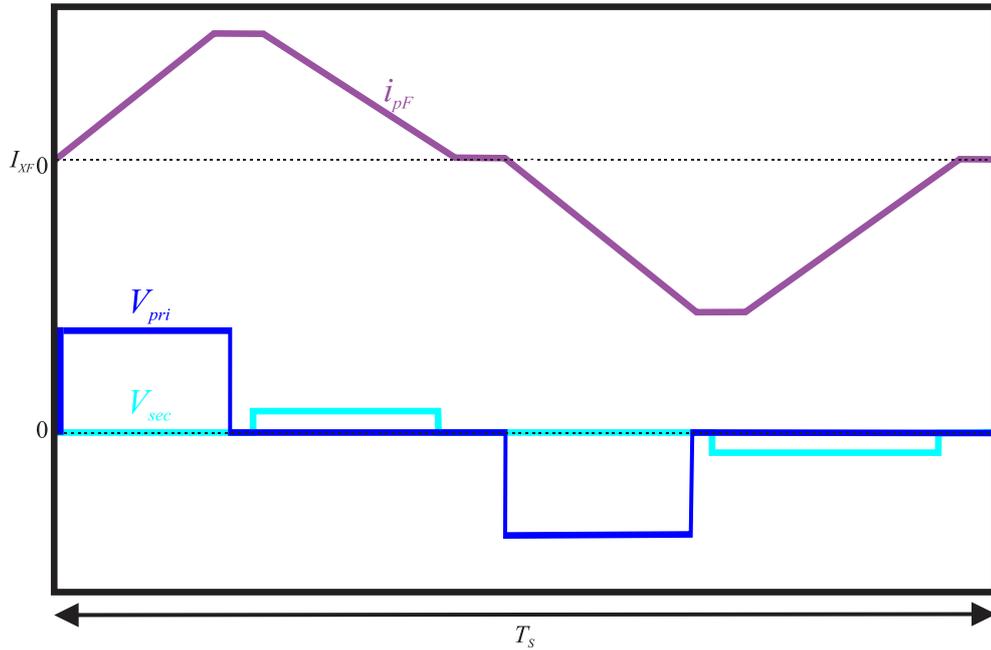
3.2.4.6 Situação F

A situação F ocorre quando o conversor está operando com:

$$T_{D2} < \frac{T_s}{2} \text{ e } T_\phi > T_{D1}$$

A Figura 25 mostra um exemplo de comportamento da corrente no primário i_{pF} e tensões no primário e no secundário do transformador utilizando $D1 = 0,2$, $D2 = 0,2$ e $\phi = 90^\circ$.

Figura 25- Exemplo de corrente no primário e tensões no transformador para situação F.



Fonte: Autor.

- Etapa 1 ($0 \leq t < T_{D1}$):

O valor inicial I_{XF} da corrente na situação F é expresso por (61). Na primeira etapa, a tensão do primário é positiva com a comutação dos interruptores S_{p1} e S_{p4} . A tensão no secundário é igual a zero e a corrente i_{pF} é definida por (62).

$$I_{XF} = \frac{V_{in}}{2 \cdot L_{DAB} \cdot f_s} (d \cdot D2 - D1) \quad (61)$$

$$i_{pF}(t) = I_{XF} + \left[\frac{V_{in} t}{L_{DAB}} \right] \quad (62)$$

- Etapa 2 ($T_{D1} \leq t < T_\phi$):

Na segunda etapa, a corrente do primário é computada em (63).

$$i_{pF}(t) = i_{pF}(T_{D1}) \quad (63)$$

- Etapa 3 ($T_\phi \leq t < T_{D2}$):

Nesta etapa, a tensão do secundário passa a ser positiva, enquanto que a tensão do primário é igual a zero. A corrente no primário é expressa através de (64).

$$i_{pF}(t) = i_{pF}(T_\phi) - \left[\frac{V_{in} d (t - T_\phi)}{L_{DAB}} \right] \quad (64)$$

- Etapa 4 ($T_{D2} \leq t < \frac{T_S}{2}$):

Na quarta etapa, as tensões no transformador são iguais a zero e a corrente do primário é dada por (65).

$$i_{pF}(t) = i_{pF}(T_{D2}) \quad (65)$$

- Etapa 5 ($\frac{T_S}{2} \leq t < T_3$):

No início da quinta etapa ocorre o acionamento dos interruptores S_{s2} e S_{s3} . A tensão no primário é negativa e a tensão do secundário é igual a zero. A corrente do primário é descrita através da equação (66).

$$i_{pF}(t) = i_{pF}\left(\frac{T_S}{2}\right) - \left[\frac{V_{in} \left(t - \frac{T_S}{2}\right)}{L_{DAB}} \right] \quad (66)$$

- Etapa 6 ($T_3 \leq t < T_4$):

A equação (67) expressa o comportamento da corrente no primário durante a sexta etapa de operação.

$$i_{pF}(t) = i_{pF}(T_3) \quad (67)$$

- Etapa 7 ($T_4 \leq t < T_6 + T_s$):

A sétima etapa inicia com o acionamento dos interruptores S_{s2} e S_{s3} . A tensão no primário do transformador é igual a zero e a tensão do secundário é negativa. A equação (68) expressa o comportamento da corrente no primário.

$$i_{pF}(t) = i_{pF}(T_4) + \left[\frac{V_{in}d(t-T_4)}{L_{DAB}} \right] \quad (68)$$

- Etapa 8 ($T_6 + T_s \leq t < T_s$):

Na última etapa da situação F, as tensões no primário e no secundário do transformador são iguais a zero e a corrente do primário é dada por (69).

$$i_{pF}(t) = i_{pF}(T_6 + T_s) \quad (69)$$

3.2.4.7 Transmissão de Potência

Na modulação MMV, a transmissão de potência entre o *full-bridge* de entrada e o *full-bridge* de saída varia de acordo com o trio de controle escolhido e, cada uma das seis situações analisadas anteriormente irá possuir uma expressão que determine a potência média de saída em função das razões cíclicas $D1$ e $D2$, do ângulo de defasagem e da relação de ganho d conforme mostram as equações (70) a (75).

$$P_A(\phi, D1, D2, d) = k_0 \left[\frac{D2}{\pi} \right] (\phi - \pi D1 + \pi D2) \quad (70)$$

$$P_B(\phi, D1, D2, d) = k_0 \left[\frac{4\pi \cdot D1 \cdot \phi + 4\pi^2 \cdot D1 \cdot D2 - 4\pi^2 \cdot D1^2 - \phi^2}{4\pi^2} \right] \quad (71)$$

$$P_C(\phi, D1, D2, d) = k_0 \left[\frac{4\pi \cdot \phi(1 + 2D1 - 2D2) - 4\phi^2 - 2\pi^2}{8\pi^2} + k_1 \right] \quad (72)$$

$$P_D(\phi, D1, D2, d) = k_0 \left[\frac{D1}{\pi} \right] (\pi D1 - \pi D2 + \pi - \phi) \quad (73)$$

$$P_E(\phi, D1, D2, d) = k_0 \left[\frac{2\pi\phi(1-2D2) - \phi^2 - \pi^2}{4\pi^2} + k_2 \right] \quad (74)$$

$$P_F(\phi, D1, D2, d) = k_0 \left[\frac{D1.D2.\phi}{\phi} \right] \quad (75)$$

De tal forma que:

$$k_0 = \frac{V_{in}^2 . d}{L_{DAB} . f_s} \quad (76)$$

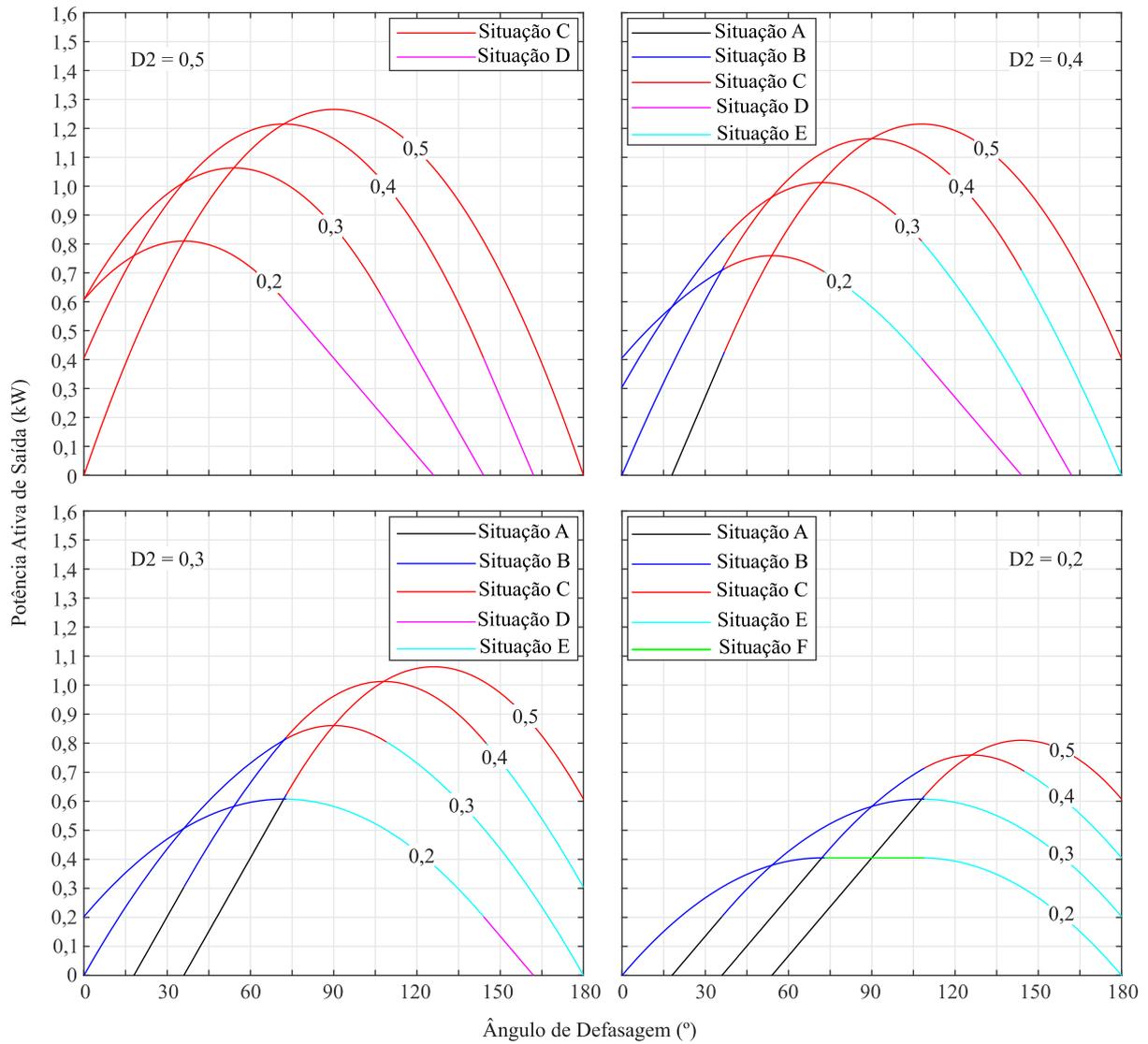
$$k_1 = D1.D2 - D1^2 + D2 - D2^2 \quad (77)$$

$$k_2 = D2(1 + D1 - D2) \quad (78)$$

A Figura 26 mostra as curvas de potência ativa de saída do conversor DAB para diferentes valores de $D1$, $D2$ e ϕ respeitando os limites de cada situação de operação considerando uma tensão de entrada V_{in} igual a 400 V, frequência de comutação f_s de 20 kHz, indutância L_{DAB} de 790 μ H e ganho $d = 1$.

É possível observar que o valor de potência diminui conforme $D2$ é reduzido. Analisando o comportamento da curva de potência em relação à variação de $D1$, percebe-se que o ângulo de defasagem ϕ necessário para atingir o ponto máximo de potência é reduzido conforme $D1$ também diminui.

Figura 26- Potência ativa do conversor DAB para diferentes valores do trio de controle: $D1$ (0,2 a 0,5), $D2$ (0,2 a 0,5) e ϕ (0 a 180°).



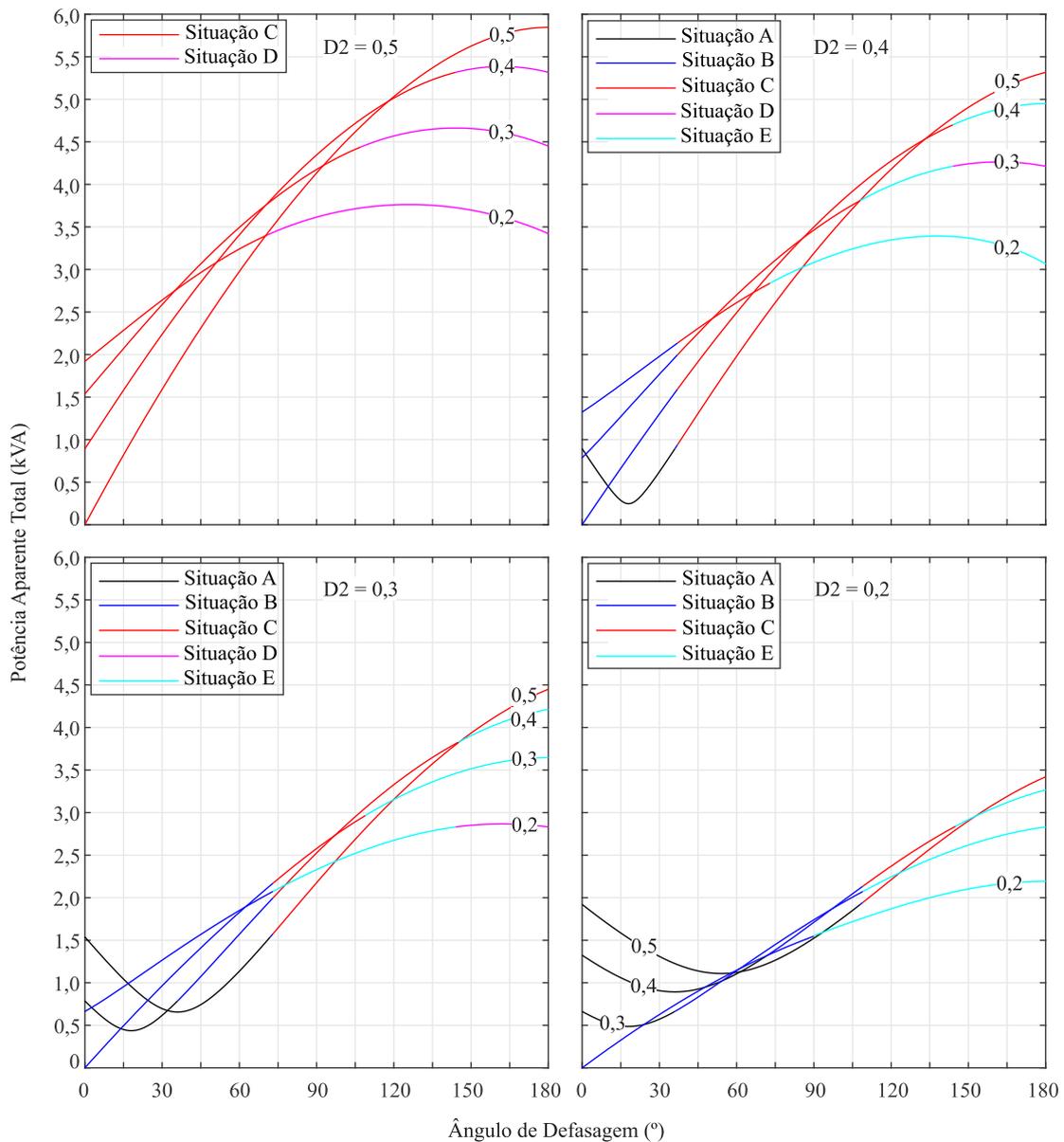
Fonte: Adaptado de (FRAYTAG, 2018).

É necessário realizar também uma análise da potência aparente total circulante no conversor DAB operando em MMV. A equação que define a potência aparente total é dada por (79).

$$S_T(\phi, d, D1, D2) = V_{in} \left(\sqrt{2D1} + d\sqrt{2D2} \right) \cdot \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_{L_{dab}}(t)^2 dt} \quad (79)$$

A Figura 27 apresenta as curvas de potência aparente do conversor DAB para diferentes valores do trio de controle.

Figura 27- Potência aparente do conversor DAB para diferentes valores do trio de controle: $D1$ (0,2 a 0,5), $D2$ (0,2 a 0,5) e ϕ (0 a 180°).



Fonte: Adaptado de (FRAYTAG, 2018).

Pode-se observar que conforme o ângulo de defasagem aumenta, a potência aparente também aumenta, até atingir um valor máximo, a partir do qual a potência aparente diminui.

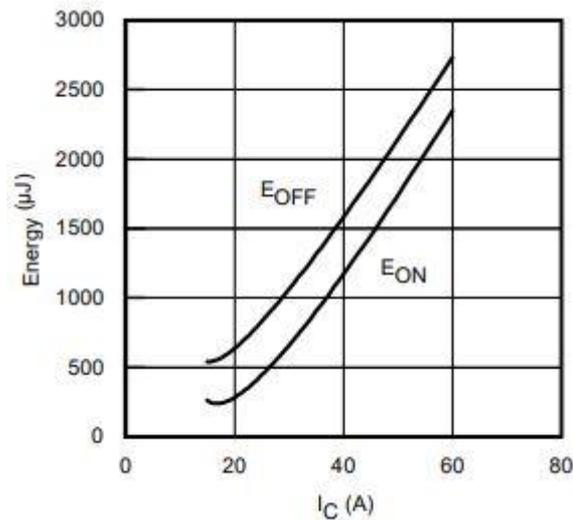
3.3 PERDAS DE COMUTAÇÃO

Os dispositivos semicondutores apresentam perdas de energia durante o processo de comutação. Um interruptor não ideal, por exemplo, possui um determinado tempo para passar do estado de bloqueio para o estado de condução e vice-versa (FRAYTAG, 2018).

É possível realizar uma estimativa das perdas de comutação na operação do conversor, considerando as perdas que ocorrem durante a entrada em condução e a saída de condução. Na modulação MMV, em algumas situações ocorre comutação suave (*Zero Voltage Switching*), porém ainda existem perdas relacionadas à energia de comutação dos interruptores. A energia consumida para comutar os interruptores pode ser obtida através de informações disponibilizadas pelo fabricante do dispositivo, apresentando uma energia para entrada em condução (E_{on}) e uma energia para a saída de condução (E_{off}).

Para exemplificar o processo de estimativa das perdas durante a comutação dos dispositivos semicondutores, a Figura 28 apresenta a relação entre as energias E_{on} , E_{off} e a corrente no interruptor IGBT IRGP30B60KD-E, utilizado no *full-bridge* de entrada do protótipo que será apresentado posteriormente na seção referente aos resultados experimentais.

Figura 28- Relação entre energia e corrente do dispositivo IRGP30B60KD-E.



Fonte: *Datasheet* do dispositivo.

A partir das curvas de energia analisadas na Figura 28, é possível obter polinômios que representam o comportamento de E_{on} e E_{off} , expressos em (80) e (81). As energias estão em função do tempo, pois a corrente i_{Ldab} também depende do tempo.

$$E_{on}(t) = 0,00000025.i_{Ldab}(t)^2 + 0,0000325.i_{Ldab}(t) - 0,0005 \quad (80)$$

$$E_{off}(t) = 0,000000392.i_{Ldab}(t)^2 + 0,00002307.i_{Ldab}(t) - 0,00003 \quad (81)$$

Após a obtenção dos polinômios, é feita a estimativa de perdas para cada um dos interruptores que compõem o *full-bridge* de entrada. Levando em conta a frequência de comutação f_s e os instantes de comutação de cada dispositivo, são dadas as expressões (82), (83), (84) e (85).

$$P_{SP1} = f_s \left[E_{on}(0) + E_{off}\left(\frac{T_s}{2}\right) \right] \quad (82)$$

$$P_{SP2} = f_s \left[E_{on}(T_{D1}) + E_{off}(T_3) \right] \quad (83)$$

$$P_{SP3} = f_s \left[E_{on}\left(\frac{T_s}{2}\right) + E_{off}(T_s) \right] \quad (84)$$

$$P_{SP4} = f_s \left[E_{on}(T_s) + E_{off}(T_{D1}) \right] \quad (85)$$

Dessa forma, é possível estimar a potência total em perdas no primário, conforme (86).

$$P_{SP} = P_{SP1} + P_{SP2} + P_{SP3} + P_{SP4} \quad (86)$$

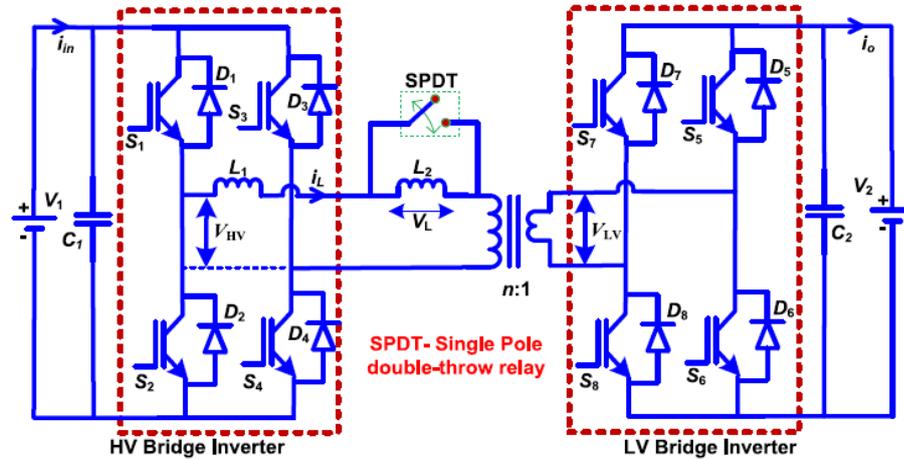
Para estimar as perdas no secundário a mesma metodologia deve ser seguida e, não será apresentada neste trabalho.

3.4 CIRCUITOS AUXILIARES DE COMUTAÇÃO (CACs)

Devido ao surgimento de perdas indesejáveis que podem reduzir o rendimento do conversor, alguns métodos podem ser adotados para minimizar as perdas e assim elevar o rendimento. Nesse sentido, circuitos auxiliares de comutação (CACs) são estudados e projetados com o objetivo de melhorar o rendimento do conversor.

Em (KARTHIKEYAN; GUPTA, 2017), um circuito de auxílio comutação é proposto para o conversor DAB, como apresenta a Figura 29.

Figura 29- CAC proposto para o conversor DAB.

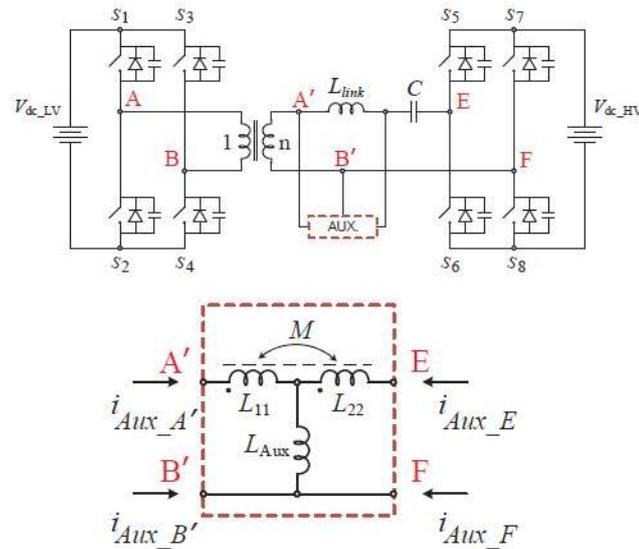


Fonte: (KARTHIKEYAN; GUPTA, 2017).

Observa-se a utilização de mais um indutor auxiliar em série com o indutor auxiliar presente na topologia tradicional do conversor DAB. Além disso, é feita a utilização de uma chave em paralelo com o indutor adicional. Para (KARTHIKEYAN; GUPTA, 2017), o rendimento do conversor DAB aumenta quando o conversor opera com os indutores L_1 e L_2 atuando juntos (chave SPDT OFF) até 30% da carga nominal e, após 30% de carga a configuração onde ocorre redução das perdas é utilizando somente o indutor L_1 (SPDT ON).

Outro circuito de auxílio comutação para o conversor DAB é proposto em (SAFAEE; JAIN; BAKHSHAI, 2016) e pode ser visto na Figura 30. O circuito de auxílio comutação passivo e de baixo custo é composto por 3 indutores auxiliares para garantir que ocorra ZVS nos oito interruptores do conversor para qualquer combinação de tensão de entrada e diferentes níveis de potência.

Figura 30- CAC passivo proposto para o conversor DAB.



Fonte: (SAFAEE; JAIN; BAKHSHAI, 2016).

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

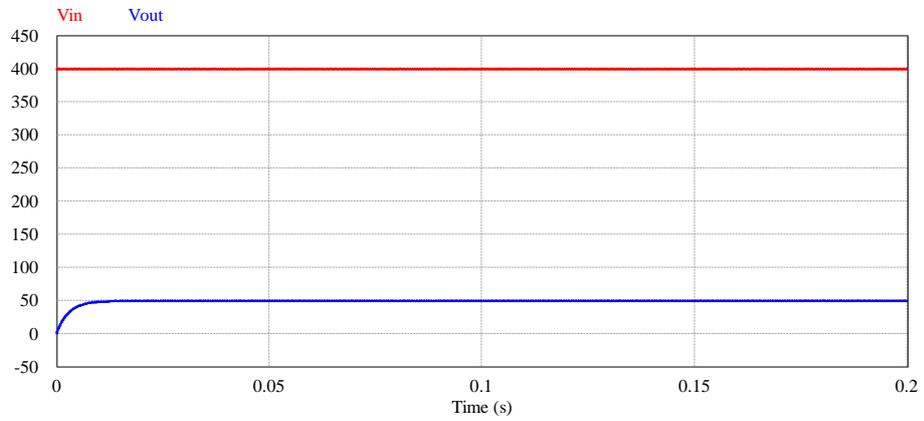
Neste capítulo, serão apresentados resultados de simulação do conversor DAB operando em *phase-shift* e resultados experimentais com operação nas modulações *phase-shift* e múltiplas variáveis. Para viabilizar a obtenção de resultados de todas as situações apresentadas, diferentes cargas resistivas foram utilizadas ao invés de baterias na saída do conversor. A simulação com PSM foi feita através do *software* PSIM®, e os parâmetros utilizados são mostrados na Tabela 1.

Tabela 1- Parâmetros de projeto para simulação.

Descrição	Valor
Tensão de entrada V_{in}	400 V
Tensão de saída V_{out}	50 V
Potência de saída	500 W
Frequência de chaveamento	20 kHz
Ângulo de defasagem ϕ	20°
Relação de transformação do transformador	8:1
Resistência de carga	5 Ω
Indutância L_{dab}	790 μ H
Capacitor de saída C_o	560 μ F

A Figura 31 apresenta o resultado obtido para a tensão de saída do conversor.

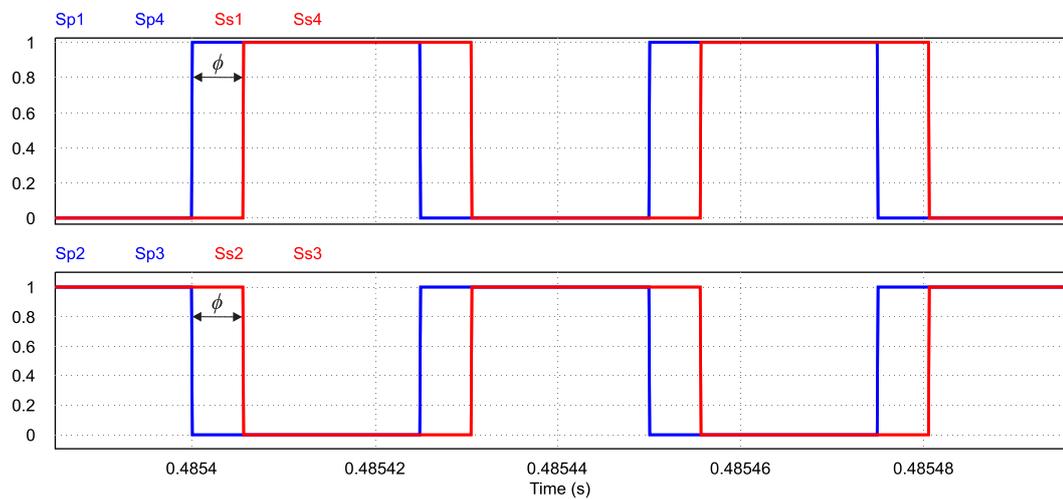
Figura 31- Tensão de entrada e tensão de saída.



Fonte: Autor.

A Figura 32 apresenta os sinais de acionamento dos interruptores. Pode-se observar o ângulo de defasagem entre os sinais dos interruptores do primário e do secundário.

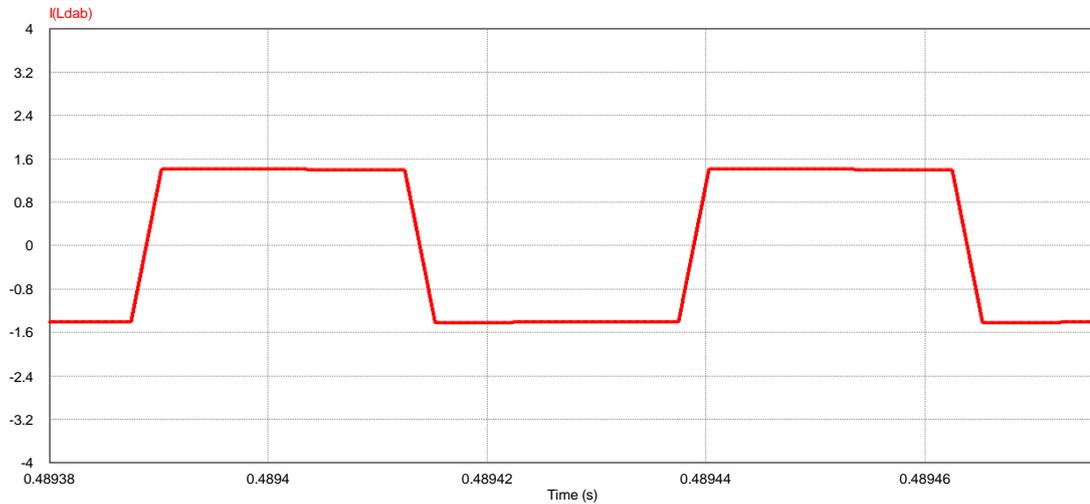
Figura 32- Sinais de acionamento dos interruptores.



Fonte: Autor.

A corrente i_{Ldab} obtida na simulação do conversor é ilustrada na Figura 33.

Figura 33- Corrente i_{Ldab} .

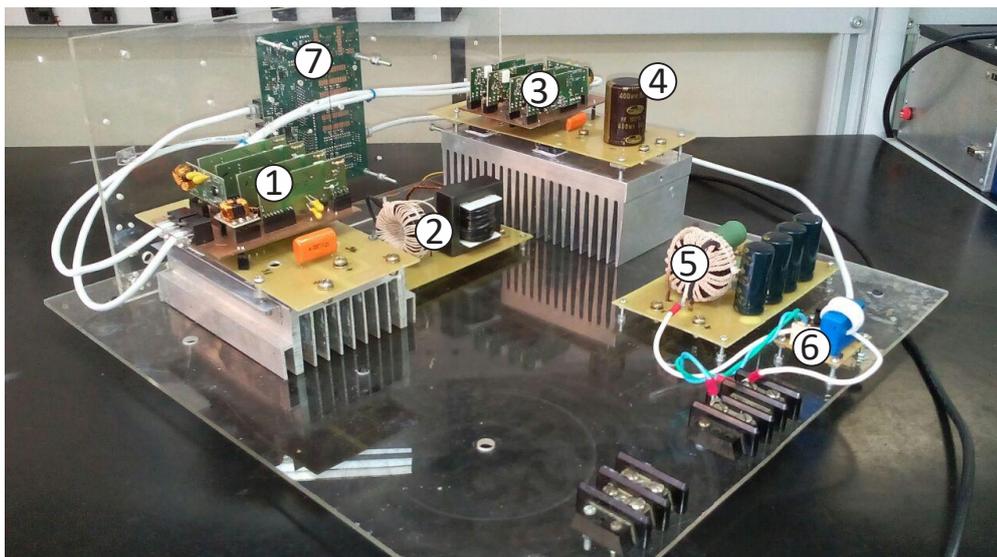


Fonte: Autor.

Ao término da simulação, comprovou-se o correto funcionamento do conversor conforme estudos prévios.

O protótipo utilizado para obtenção dos resultados experimentais pode ser visto na Figura 34.

Figura 34- Protótipo utilizado para obtenção de resultados experimentais.

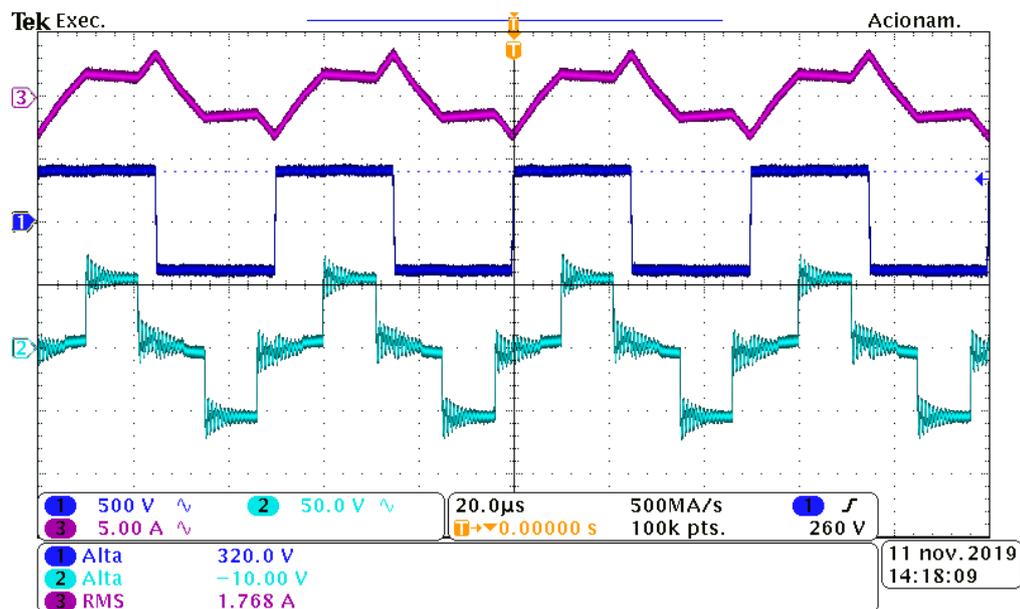


Fonte: (COSTA, 2017).

O protótipo é o mesmo utilizado em (COSTA, 2017). Os números indicados na Figura 34 caracterizam os elementos do protótipo do conversor DAB: 1) *Full-Bridge* de entrada, 2) Indutor auxiliar L_{DAB} , 3) *Full-bridge* de saída, 4) Capacitor de saída, 5) Indutor de saída, 6) Medições e 7) DSP utilizado. Para os resultados que serão apresentados na sequência deste trabalho, o indutor de saída não foi implementado. Os parâmetros de projeto utilizados para obtenção dos resultados experimentais são os mesmos apresentados na Tabela 1, sendo variadas a carga, o ângulo de defasagem e a potência de saída.

Considerando a operação utilizando modulação MMV, foram obtidos resultados experimentais para as seis situações. A Figura 35 apresenta o resultado obtido para Situação A, utilizando $D1 = 0,5$, $D2 = 0,2$, $\phi = 74^\circ$ e uma carga de 10Ω . São ilustradas as formas de onda das tensões no primário e no secundário do transformador, além da forma de onda da corrente i_{Ldab} . Pode-se observar que os resultados obtidos são compatíveis com o comportamento esperado para esta situação, atingindo uma potência de saída de 225 W.

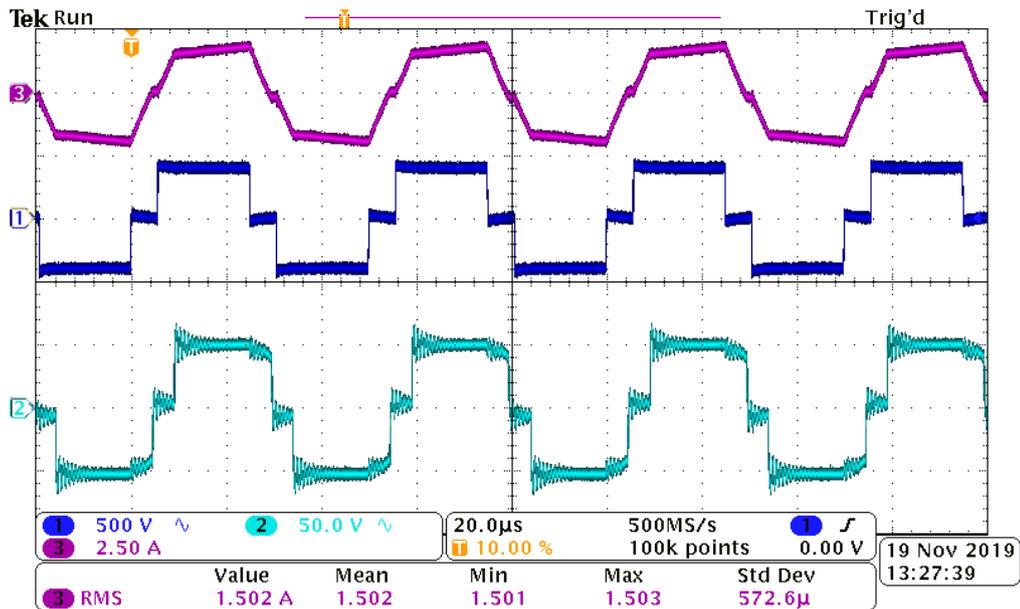
Figura 35- Tensão no primário (Ch 1), tensão no secundário (Ch 2) e corrente i_{Ldab} (Ch 3) para operação do conversor DAB em MMV na situação A.



Fonte: Autor.

Para a operação do conversor na situação B, foram utilizadas as razões cíclicas $D1 = 0,4$ e $D2 = 0,4$, com um ângulo de defasagem de 32° e uma resistência de saída de $5,5 \Omega$. A Figura 36 apresenta as formas de onda das tensões no primário e no secundário, bem como a corrente i_{Ldab} .

Figura 36- Tensão no primário (Ch 1), tensão no secundário (Ch 2) e corrente i_{Ldab} (Ch 3) para operação do conversor DAB em MMV na situação B.

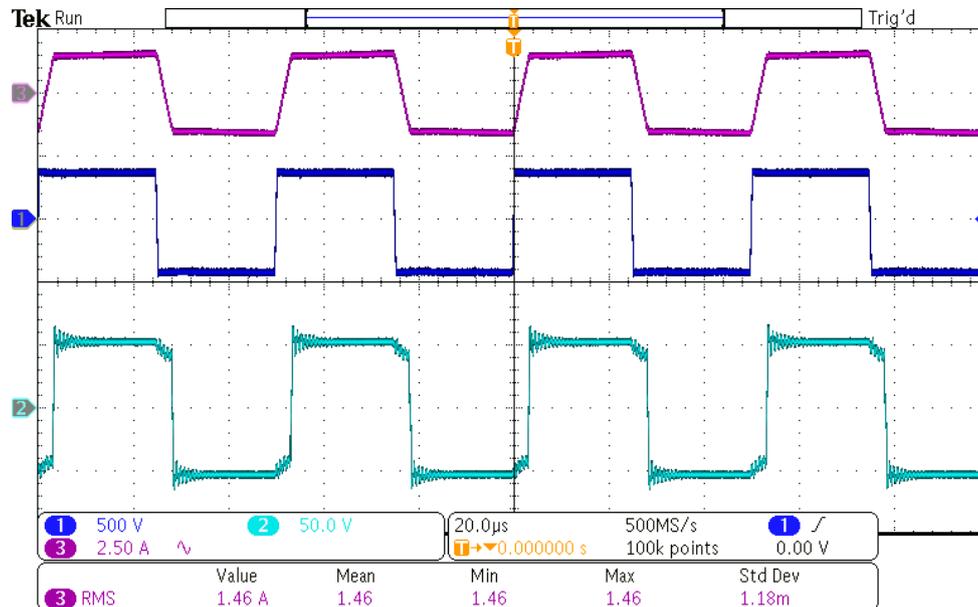


Fonte: Autor.

As formas de onda obtidas para a Situação B foram satisfatórias, onde o comportamento esperado das formas de onda apresentadas se deu de forma semelhante ao desejado. Para atingir a potência de saída de 500 W, foi necessário utilizar o ângulo de defasagem ϕ igual a 32° a fim de compensar as perdas do conversor, uma vez que o ângulo projetado nesta situação foi de 24° .

A Figura 37 apresenta os resultados obtidos com operação do conversor DAB na Situação C e também na modulação *phase-shift* ($D1 = 0,5$, $D2 = 0,4$ e $\phi = 23^\circ$), utilizando uma carga de $5,5 \Omega$.

Figura 37- Tensão no primário (Ch 1), tensão no secundário (Ch 2) e corrente $i_{L_{dab}}$ (Ch 3) para operação do conversor DAB em MMV na situação C e modulação PSM.

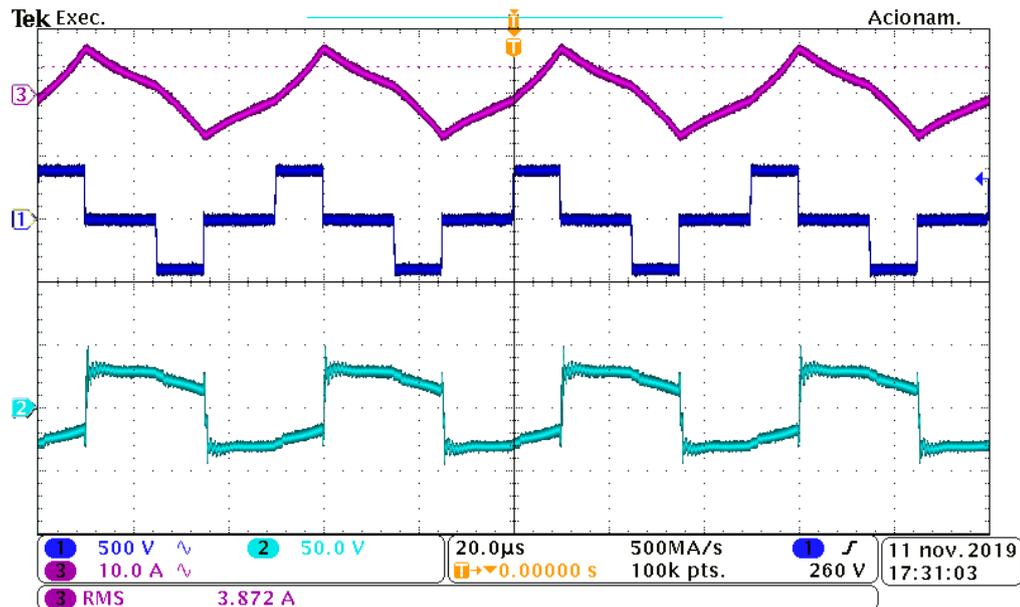


Fonte: Autor.

É possível observar que os resultados apresentados demonstraram o comportamento desejado. Conforme ocorreu na Situação B, o ângulo de defasagem de 23° foi utilizado para compensar as perdas e assim atingir 500 W de potência de saída, pois o ângulo de projeto foi de 20° .

Para reproduzir a Situação D, foram utilizadas as razões cíclicas $D1 = 0,2$, $D2 = 0,5$ e ângulo ϕ de 75° . Utilizando uma carga de $4,5 \Omega$ foram obtidos os resultados ilustrados na Figura 38. Pode-se observar que as formas de onda da corrente no primário $i_{L_{dab}}$ e a tensão no primário do transformador se comportaram de maneira esperada. A tensão no secundário não atingiu a forma desejada, contendo distorções possivelmente causadas pelo ângulo de defasagem elevado (74°) ou resistência de carga ligeiramente diferente da resistência de carga projetada.

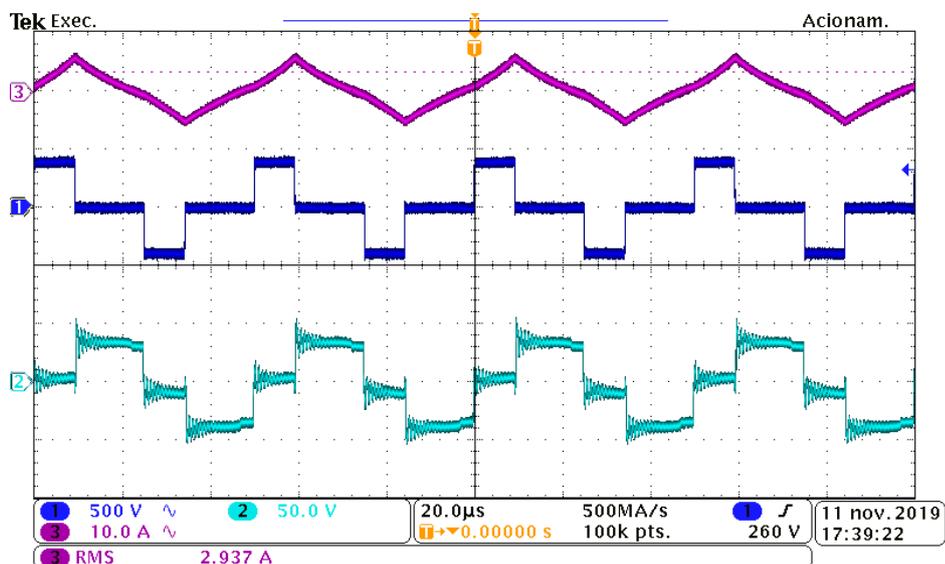
Figura 38- Tensão no primário (Ch 1), tensão no secundário (Ch 2) e corrente i_{Ldab} (Ch 3) para operação do conversor DAB em MMV na situação D.



Fonte: Autor.

A Figura 39 mostra os resultados para operação na Situação E, com $D1 = 0,2$, $D2 = 0,3$, $\phi = 75^\circ$ e carga de $4,4 \Omega$. Fazendo uma análise dos resultados observa-se que as formas de onda obtidas apresentaram um comportamento compatível com o esperado para esta situação. Entretanto, assim como na Situação D a tensão no secundário não atingiu o nível desejado e apresentou algumas distorções, pelos mesmos motivos relatados anteriormente.

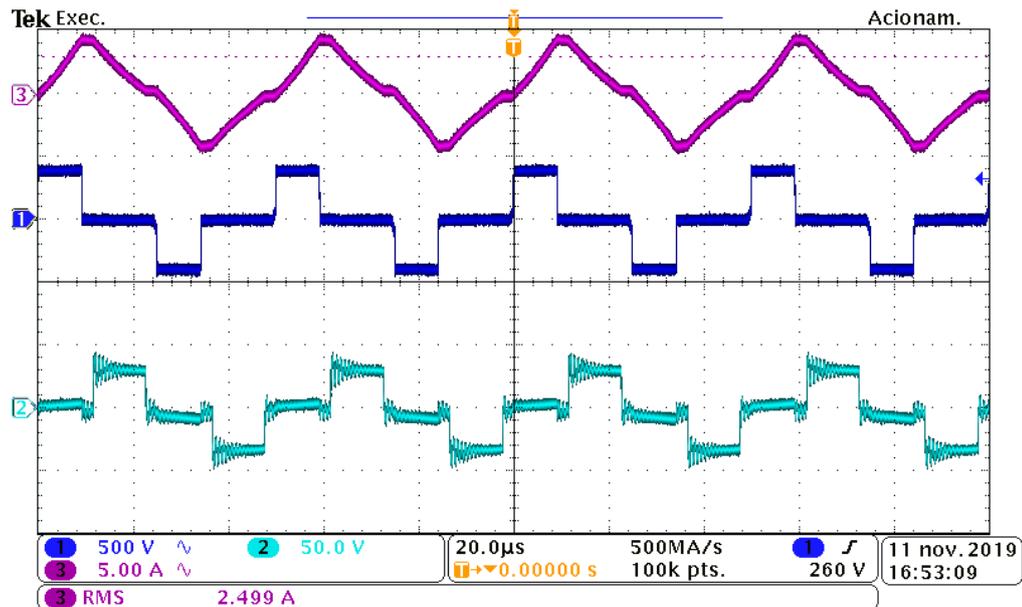
Figura 39- Tensão no primário (Ch 1), tensão no secundário (Ch 2) e corrente i_{Ldab} (Ch 3) para operação do conversor DAB em MMV na situação E.



Fonte: Autor.

A Figura 40 mostra as tensões no primário e no secundário do transformador e a corrente i_{Ldab} com o conversor operando na Situação F, utilizando as razões cíclicas $D1 = 0,2$, $D2 = 0,2$, $\phi = 90^\circ$ e carga de $5,5 \Omega$.

Figura 40- Tensão no primário (Ch 1), tensão no secundário (Ch 2) e corrente i_{Ldab} (Ch 3) para operação do conversor DAB em MMV na situação F.



Fonte: Autor.

As formas de onda obtidas foram validadas para a Situação F. Porém o ângulo de defasagem elevado (90°) e diferenças na resistência de carga, podem ter ocasionado distorções na tensão do secundário, bem como ocorreu nas Situações D e E.

5 CONCLUSÃO

Conversores CC-CC bidirecionais isolados são muito utilizados em sistemas elétricos com elevados níveis de potência devido às suas particularidades, como gerenciamento de energia e adequação dos níveis de potência. Dentre as topologias encontradas na literatura, o conversor DAB tem recebido atenção especial, sendo alvo de muitas pesquisas que apontam suas características como sendo vantajosas para aplicações como a que este trabalho propõe, que é a utilização do conversor para conexão de um barramento CC a um banco de baterias de um sistema de armazenamento de energia. Destacam-se sua bidirecionalidade do fluxo de potência, isolamento galvânica através de um transformador de alta frequência, rendimento elevado e alta densidade de potência.

Diferentes tipos de modulações podem ser utilizados na operação do conversor DAB. Dos tipos estudados ao longo deste trabalho, a mais utilizada é a modulação PSM, por ser de fácil implementação e possuir alta capacidade de transferência de potência. A modulação por múltiplas variáveis (MMV) também foi estudada, onde foi possível verificar que a variação das razões cíclicas $D1$ e $D2$ e o ângulo de defasagem ϕ , o chamado trio de controle, permite que se alcance diferentes níveis de potência de acordo com a combinação escolhida.

Os resultados obtidos via simulação puderam ser comparados com os resultados experimentais, que tanto na modulação PSM quanto na modulação MMV foram validados, comprovando a vasta faixa de potências possíveis que o conversor DAB permite atingir. Entretanto, em algumas situações o conversor apresentou queda de potência que necessitaram ser compensadas com ajuste do ângulo de defasagem. As perdas são justamente um dos principais problemas encontrados durante a operação do conversor DAB devido ao elevado número de dispositivos semicondutores, associadas a perdas que podem existir nos demais elementos do conversor, como indutor auxiliar e transformador. Visando estimar as perdas de comutação dos interruptores, foi apresentado um método que permite realizar este cálculo estimado das perdas durante a modulação MMV, possibilitando assim identificar as melhores situações para a operação do conversor DAB.

Diante disso, sugere-se como próxima etapa do trabalho a implementação de circuitos auxiliares de comutação para que o rendimento do conversor seja otimizado. Neste trabalho, por questões de disponibilidade de tempo não foi possível realizar a análise do CAC implementado na prática.

De maneira geral, o trabalho desenvolveu-se de forma satisfatória, pois foi possível comprovar de maneira prática o funcionamento do conversor DAB com diferentes modulações e variadas situações de operação, analisado anteriormente via simulação.

REFERÊNCIAS

- CARVALHO, E. L. et al. Desenvolvimento De Um Conversor Bidirecional Isolado Aplicado Na Carga E Descarga De Bancos De Baterias. p. 349–359, 2018.
- CARVALHO, L. **Modelagem e Controle do Conversor Dual Active Bridge (DAB) Aplicado ao Gerenciamento da Entrega de Energia de um Banco de Baterias**. [s.l: s.n.].
- COSTA, P. F. Modelagem e controle do conversor DAB para interface entre banco de baterias e sistema elétrico de potência. 2017.
- DA SILVA, F. **Otimização Do Dual Active Bridge Trifásico Aplicada A Veículos Elétricos**. [s.l: s.n.].
- DONCKER, W. A. A. DE; DIVAN, D. M. A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density dc /dc Converter for High-Power Applications. v. 27, n. 1, 1991.
- DOS SANTOS, W. **Estudo e Implementação do Conversor TAB (Triple Active Bridge) Aplicado a Sistemas Renováveis Solares Fotovoltaicos**. [s.l: s.n.]. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/bitstream/handle/123456789/186602/PPAU0156-D.pdf?sequence=-1&isAllowed=y>>.
- FRAYTAG, J. **Contribuição Para o Estudo de Conversores CC-CC Híbridos Isolados Para Utilização Em Sistemas MVDCUfrj/Ov**. [s.l: s.n.].
- KARTHIKEYAN, V.; GUPTA, R. Light-load efficiency improvement by extending ZVS range in DAB- bidirectional DC-DC converter for energy storage applications. v. 130, p. 15–21, 2017.
- KRISMER, F.; ROUND, S.; KOLAR, J. W. Performance optimization of a high current dual active bridge with a wide operating voltage range. **PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference**, p. 1–7, 2006.
- ROGGIA, L. Novo Conversor CC-CC Integrado Full-Bridge Forward Aplicado a Uma Microrrede Residencial. 2013.
- SAFAEE, A.; JAIN, P.; BAKHSHAI, A. Passive Auxiliary Circuit for ZVS Operation of A Wide-DC-Range Dual-Active-Bridge Bidirectional Converter for Transportation Applications. **2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, n. Lv, p. 1–8, 2016.
- ZHOU, H.; KHAMBADKONE, A. M. Hybrid Modulation for Dual-Active-Bridge Bidirectional Converter With Extended Power Range For Ultracapacitor Application. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 45, n. 4, p. 1434–1442, 2009.