



UNIVERSIDADE DA INTEGRAÇÃO INTERNACIONAL DA LUSOFONIA AFRO-BRASILEIRA
INSTITUTO DE ENGENHARIA E DESENVOLVIMENTO SUSTENTÁVEL
BACHARELADO EM ENGENHARIA DE ENERGIAS

GILMAR NUNES DOS SANTOS COSTA

CONVERSOR CC-CC TRIFÁSICO ISOLADO BIDIRECIONAL ALIMENTADO
EM CORRENTE COM COMUTAÇÃO SUAVE

ACARAPE - CE

2018

GILMAR NUNES DOS SANTOS COSTA

**CONVERSOR CC-CC TRIFÁSICO ISOLADO BIDIRECIONAL ALIMENTADO
EM CORRENTE COM COMUTAÇÃO SUAVE**

Monografia apresentada ao curso de Engenharia de Energias do Instituto de Engenharia e Desenvolvimento Sustentável da Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira, como requisito para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia de Energias.

Orientador: Prof. Dr. Hermínio Miguel de Oliveira Filho

ACARAPE – CE

2018

Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira
Sistema de Bibliotecas da UNILAB
Catalogação de Publicação na Fonte.

Costa, Gilmar Nunes Dos Santos.

C87c

Conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional alimentado em corrente com comutação suave / Gilmar Nunes Dos Santos Costa. - Acarape, 2018.

74f: il.

Monografia - Curso de Engenharia De Energias, Instituto De Engenharias E Desenvolvimento Sustentável, Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira, Redenção, 2018.

Orientador: Prof. Dr. Herminio Miguel de Oliveira Filho.

1. Conversores CC-CC. 2. Phase-shift. 3. Comutação suave. 4. Conversores bidirecionais. 5. Armazenadores de energia. I. Título

CE/UF/BSCL

CDD 000

GILMAR NUNES DOS SANTOS COSTA

**CONVERSOR CC-CC TRIFÁSICO ISOLADO BIDIRECIONAL
ALIMENTADO EM CORRENTE COM COMUTAÇÃO SUAVE.**

Monografia apresentada ao curso de Engenharia de Energias do Instituto de Engenharia e Desenvolvimento Sustentável da Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira, como requisito para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia de Energias.

Aprovado em 29/05/2018.

BANCA EXAMINADORA

Hermínio Miguel de Oliveira Filho

Prof. Dr. Hermínio Miguel de Oliveira Filho (Orientador)

Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB)

Gustavo Alves de Lima Henn

Prof. Dr. Gustavo Alves de Lima Henn

Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB)

Ranoyca Nayana Alencar Leão e Silva Aquino

Profª. Dra. Ranoyca Nayana Alencar Leão e Silva Aquino

Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB)

Aos meus pais, Gilberto e
Marlene.

À minha irmã Gilmara.

À todos meus familiares.

*“O sucesso é ir de fracasso em fracasso sem
perder o entusiasmo.”*

Winston Churchill

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a DEUS, pelo dom da vida.

À meu pai, Antonio Gilberto Torres da Costa, por ter me ensinado em vida, tudo que lhe era possível. Pelo zelo com a educação que sempre teve comigo e minha irmã, e claro, por todo o amor e carinho que poderíamos ter recebido.

À minha mãe Maria Marlene Nunes dos Santos Costa, por ser forte e ao mesmo tempo doce, pela coragem de enfrentar os momentos mais difíceis de nossas vidas com amor e dedicação. Por carregar o fardo mais pesado e nunca tê-lo reclamado. Pelo apoio incondicional durante todas as minhas decisões, pelas conversas e conselhos... Tudo seria mais difícil sem você.

À minha irmã Gilmara, pelo companheirismo durante todos esses tempos difíceis.

À minha tia Fátima e tio José Almir, por ter estendido a mão nos momentos difíceis. Tenho uma dívida eterna com vocês. Certamente não teria conseguido sem vocês.

À toda minha família, que de alguma forma, sempre contribuiu para minha formação pessoal. Meus avós (que não se encontram mais entre nós), tios e tias, primos e primas.

Ao professor e amigo, Gustavo Jr, pelos conselhos, tempo, e palavras que abriram meus olhos.

Ao professor e orientador, Hermínio Miguel de Oliveira Filho, pela dedicação durante esses últimos 2 anos. Por sempre se fazer presente nas minhas dúvidas. Costumo dizer que fiz duas graduações: uma na UNILAB e outra com o senhor. Pela oportunidade dada quando o questioneei da possibilidade de trabalhar com você. OBRIGADO!

Aos amigos que fiz durante a graduação: Chrythyane (“Chry”, minha IRMÃ mais nova), Daniel, Thályson (“Chico tálisu”) e Leandro (“Léo”).

À banca examinadora, na pessoa do professor Gustavo Henn e da professora Ranoyca Aquino, pela significativa contribuição na construção deste trabalho.

À todos os colegas da turma 2012.3.

Caso tenha esquecido alguém, perdoe-me, não foi esta a intenção.

Ao corpo docente da UNILAB, pelo conhecimento transmitido.

Ao povo brasileiro, por financiar meus estudos.

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e análise em ambiente de simulação, de um conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional alimentado em corrente com comutação suave. O conversor proposto utiliza a técnica do *phase-shift (PS)* e razão cíclica variável no lado primário, para realizar o controle do fluxo de potência. O *phase-shift* garante o controle da magnitude e a bidirecionalidade do fluxo de potência, o que é essencial para conexão de armazenadores de energia à barramentos de tensão, como baterias por exemplo. A razão cíclica variável permite o ajuste com maior flexibilidade da tensão no barramento capacitivo de baixa tensão. No primário, há três pontes H monofásicas, e no secundário, um inversor trifásico tradicional. Ambas as pontes estão conectadas por um transformador isolador de alta frequência, que garante a isolação galvânica entre os lados de baixa e alta tensão. A configuração delta aberto-estrela garante o dobro de tensão, otimizando a funcionalidade do transformador e reduzindo as perdas no cobre. Realizou-se a modelagem matemática da potência ativa e aparente para verificar o seu comportamento. Os resultados de simulação apresentaram erro máximo de 4,7% para potência ativa e 5,8% para potência aparente, quando comparado com os resultados teóricos. Verificou-se também, o comportamento da comutação dos interruptores através das curvas de bordas, que para o conversor, através do ajuste da razão cíclica no primário, consegue estabelecer condições ótimas de ganho estático e, conseqüentemente, permite o conversor operar em comutação suave do tipo ZVS para todos os interruptores.

Palavras-chave: Conversores CC-CC, *Phase-shift*, Comutação suave, Conversores bidirecionais, Armazenadores de energia.

ABSTRACT

This work presents the simulation study and analysis of a bidirectional isolated current-fed DC-DC converter with soft switching. The proposed converter uses the phase-shift technique and variable cyclic ratio on the primary side to perform power flow control. The phase-shift ensures level control and power flow bidirectionality, which is essential for connecting power storers to voltage buses, such as batteries. The variable cyclic ratio allows the adjustment with greater flexibility of the voltage in the capacitive low voltage bus. In the primary, there are three H single-phase bridges, and in the secondary, a traditional three-phase inverter. Both bridges are connected by a high-frequency isolation transformer, which ensures galvanic isolation between the low and high voltage sides. The delta open-star configuration ensures double the voltage, optimizing transformer functionality and reducing copper losses. The mathematical modeling of the active and apparent power was realized to verify its behavior. The simulation results presented a maximum error of 4,7% for active power and 5,8% for apparent power when compared to the theoretical results. It was also verified the behavior of the switching of the switches through the boundary curves, which for the converter, by adjusting the cyclic ratio in the primary, can establish optimal conditions of static gain and, consequently, allows the converter to operate in soft-switching of the type ZVS for all switches.

Keywords: DC-DC converters, Phase-shift, Soft-switching, Bidirectional Converters, Energy storage.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1.1 - Microrrede CC.....	19
FIGURA 1.2 - Estrutura genérica de um IBDC	19
FIGURA 2.1 - DAB monofásico.....	22
FIGURA 2.2 - DAB trifásico	23
FIGURA 2.3 - Conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional intercalado com grampeamento ativo	24
FIGURA 2.4 - Conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional alimentado em corrente e com comutação suave para uma ampla faixa de tensão de entrada.....	25
FIGURA 2.5 - Conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional com comutação suave utilizando dual-phase-shift e razão cíclica variável.....	26
FIGURA 2.6 - Topologia Proposta	27
FIGURA 3.1 - Sinal PWM genérico	30
FIGURA 3.2 - Sinais de comando.....	31
FIGURA 3.3 - Conversor Proposto e lugar onde ocorre o PS.....	32
FIGURA 3.4 - Conversor <i>Boost</i> visto de um braço da topologia proposta.....	33
FIGURA 3.5 - Curva de ganho G_i em função de D	34
FIGURA 3.6 - Formas de onda da tensão no primário para $D \leq 0,5$	36
FIGURA 3.7 - Formas de onda da tensão no primário para $D \geq 0,5$	36
FIGURA 3.8 - Principais formas de onda ideais para o conversor proposto para $PS = 30^\circ$ e $D = 0,5$	37
FIGURA 3.9 - Modelo simplificado por fase.....	39
FIGURA 3.10 - Regiões de operação do conversor	40
FIGURA 3.11 - Principais formas de onda analisadas para obtenção das equações de corrente da região II ($PS=30^\circ$ e $D=0,45$).....	40
FIGURA 3.12 - Curva de potência em (p.u) para ganho G unitário	44
FIGURA 3.13 - Tensão Eficaz no primário	46
FIGURA 3.14 - Corrente Eficaz na indutância de dispersão	46
FIGURA 3.15 - Curvas de potência aparente para operação em ganho unitário	48
FIGURA 3.16 - Fator de potência	48
FIGURA 3.17 - Comutação dissipativa em dispositivos chaveadores.....	49
FIGURA 3.18 - Comutação ZVS e ZCS em dispositivos chaveadores	50
FIGURA 3.19 - Curvas de borda para o conversor proposto em p.u	53

FIGURA 4.1 - Circuito de comando simulado.....	57
FIGURA 4.2 - Circuito de potência simulado.....	58
FIGURA 4.3 - Tensão de linha no Primário e Secundário, Tensão de fase no Secundário e Corrente de fase no primário	58
FIGURA 4.4 - Corrente na indutância de dispersão nos três transformadores	59
FIGURA 4.5 - Correntes de Linha no secundário	59
FIGURA 4.6 - Corrente no indutor L1	60
FIGURA 4.7 - Ondulação de baixa frequência no indutor L1 e no barramento capacitivo de baixa tensão	60
FIGURA 4.8 - Potência Aparente, Potência Ativa e Corrente na saída	61
FIGURA 4.9 - Principais formas de onda para o conversor operando no modo <i>Buck</i> (PS=-30° e D=0,5).....	62
FIGURA 4.10 - Curvas de borda e ponto nominal de operação do conversor.....	63
FIGURA 4.11 – Tensão e corrente (multiplicada por 4) chave superior (S_{A1}); Tensão e corrente na chave inferior (S_{C4}); (PS=30°, D=0,5 e G=1).....	64
FIGURA 4.12 – Tensão e corrente (multiplicada por 20) na chave superior (S_1) e corrente (multiplicada por 20) no diodo antiparalelo; Tensão e corrente (multiplicada por 20) na chave e inferior (S_4) e corrente (multiplicada por 20) no diodo antiparalelo. (PS=30°, D=0,5 e G=1)	64
FIGURA 4.13 - Formas de onda para PS=45° e D=0,45	65
FIGURA 4.14 - Formas de onda para PS=25° e D=0,53	66
FIGURA 4.15 - Comparação entre os resultados de simulação e teóricos para a potência ativa do conversor em função do PS e D.	67
FIGURA 4.16 - Comparação entre os resultados de simulação e teóricos para a potência aparente do conversor em função do PS e D.	68

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 - Especificações para exemplo de projeto	55
Tabela 4.2 - Valores assumidos para exemplo de projeto	56
Tabela 4.3 - Resultados teóricos e simulados de potência ativa.....	66
Tabela 4.4 - Resultados teóricos e simulados de potência aparente	68

LISTA DE SÍMBOLOS

C_g	Capacitor de grampeamento
C_o	Capacitor de filtro na saída do conversor
D	Razão cíclica
f_s	Frequência de chaveamento
G	Ganho estático normalizado
G_{boost}	Ganho estático do conversor <i>Boost</i> tradicional
G_{est}	Ganho estático do conversor
G_i	Ganho entre a tensão do barramento de baixa tensão e a tensão da fonte
G_o	Ganho entre as tensões dos barramentos de alta e baixa tensão
$i_{CC}(\theta)$	Corrente nos indutores CC
$i_{L_s}(\theta)$	Corrente na indutância de dispersão do transformador no lado primário
I_{CC}	Corrente média nos indutores CC
I_i	Corrente média na fonte
I_o	Corrente média na saída do conversor
$I_{L_{sef}}$	Corrente eficaz na indutância de dispersão do transformador no lado primário
L_{CC}	Indutor na entrada do conversor ($L_1, L_2 \dots L_6$)
L_s	Indutância de dispersão no primário do transformador
n	Relação de transformação do transformador
$N_1 e N_2$	Número de espiras no enrolamento primário e secundário respectivamente
P_i	Potência na fonte
P_o	Potência ativa processada pelo conversor
S	Potência aparente processada pelo conversor
T_s	Período de chaveamento
$v_p(\theta)$	Tensão nos terminais de uma ponte H no lado primário
$V_{al}(\theta)$	Tensão do primeiro braço ao ponto central do barramento capacitivo no primário

$V_{a2}(\theta)$	Tensão do segundo braço ao ponto central do barramento capacitivo no primário
$V_{A1}(\theta)$	Tensão do primeiro braço ao ponto central do barramento capacitivo no secundário
V_g	Tensão de grampeamento no barramento de baixa tensão
V_i	Tensão na fonte
V_{pef}	Tensão eficaz no lado primário nos terminais de uma ponte H
V_o	Tensão na saída do conversor
X_{Ls}	Reatância de dispersão
φ	Ângulo de defasagem entre a tensão de linha no primário e secundário do conversor
ΔT_{CC}	Intervalo de carregamento em um indutor CC
ΔI_{CC}	Ondulação de corrente em um indutor CC

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
DAB	<i>Dual Active Bridge</i> (Dupla ponte ativa)
DPS	<i>Dual-Phase-Shift</i> (Duplo Deslocamento de Fases)
FP	Fator de Potência
IBDC	<i>Isolated Bidirectional DC-DC Converter</i> (Conversor CC-CC Isolado Bidirecional)
PS	<i>Phase-Shift</i> (Deslocamento de Fases)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
SST	<i>Solid State Transformer</i> (Transformador de Estado Sólido)
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> (Fonte de Alimentação Ininterrupta)
ZCS	<i>Zero Current Switching</i> (Comutação sob Corrente Nula)
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> (Comutação sob Tensão Nula)
ZVZCS	<i>Zero Voltage Zero Current Switching</i> (Comutação sob Tensão Nula e Corrente Nula)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
2	CONVERSORES CC-CC ISOLADOS BIDIRECIONAIS	22
2.1	CONVERSORES <i>DAB (DUAL ACTIVE BRIDGE)</i>	22
2.2	CONVERSORES CC-CC ISOLADOS BIDIRECIONAIS.....	24
2.2.1	<i>Conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional intercalado com grampeamento ativo</i>	24
2.2.2	<i>Conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional alimentado em corrente com comutação suave para grande faixa de variação de tensão de entrada</i>	24
2.2.3	<i>Conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional com comutação suave utilizando dual-phase-shift e razão cíclica variável</i>	25
2.3	CONVERSOR PROPOSTO	26
3	ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC TRIFÁSICO ISOLADO BIDIRECIONAL ALIMENTADO EM CORRENTE COM COMUTAÇÃO SUAVE	28
3.1	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR.....	28
3.1.1	<i>Transformador de alta frequência</i>	28
3.1.2	<i>Modulação PWM</i>	29
3.1.3	<i>Comando dos interruptores</i>	31
3.1.4	<i>Ganho estático</i>	32
3.1.5	<i>Formas de onda</i>	35
3.1.6	<i>Indutores CC</i>	37
3.2	FLUXO DE POTÊNCIA	39
3.2.1	<i>Modelo simplificado por fase</i>	39
3.2.2	<i>Potência ativa</i>	42
3.2.3	<i>Análise do conteúdo reativo</i>	45
3.3	CARACTERIZAÇÃO DA COMUTAÇÃO	49
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	55
4.1	ESPECIFICAÇÕES E VALORES NOMINAIS ASSUMIDOS	55
4.1.1	<i>Tensão no barramento capacitivo</i>	56
4.1.2	<i>Corrente média na fonte de entrada</i>	56
4.1.3	<i>Corrente média na saída</i>	56

4.1.4	<i>Corrente média nos indutores CC</i>	56
4.1.5	<i>Ondulação de corrente nos indutores CC</i>	56
4.1.6	<i>Relação de transformação</i>	57
4.1.7	<i>Indutância de dispersão</i>	57
4.1.8	<i>Indutores CC</i>	57
4.2	SIMULAÇÕES PARA O EXEMPLO DE PROJETO	57
4.2.1	<i>Principais formas de onda</i>	58
4.2.2	<i>Análise do conteúdo reativo</i>	61
4.2.3	<i>Análise da comutação</i>	63
4.3	ANÁLISE DO CONTEÚDO REATIVO	64
4.4	ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE RESULTADOS TEÓRICOS E SIMULADOS	66
5	CONCLUSÕES	70
	PUBLICAÇÕES	72
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	73
	APÊNDICE A – EQUAÇÕES DE CORRENTE EFICAZ NA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO	75

1 INTRODUÇÃO

A crescente demanda de energia elétrica nas últimas décadas, aliada ao desenvolvimento da indústria, crescimento populacional e popularização de equipamentos eletroeletrônicos, tem deixado evidente a necessidade de estabelecer novas políticas de geração e eficiência energética com o objetivo de conseguir garantir o fornecimento e a qualidade da energia elétrica aos centros de consumo.

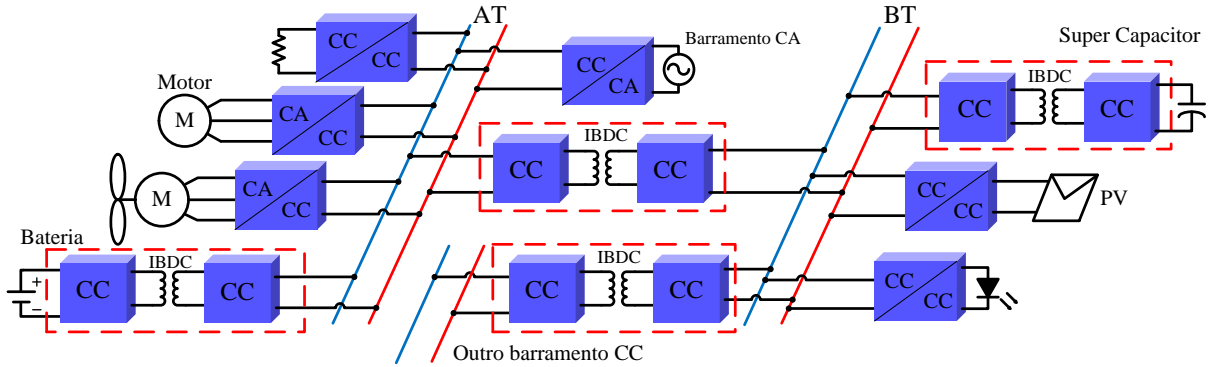
A partir do colapso do mercado de petróleo na década de 70 e da discussão em torno de políticas ambientais e de esgotamentos de insumos energéticos fósseis, tecnologias capazes de extrair potência de recursos renováveis, com destaque para a eólica e solar, são amplamente estudadas pela comunidade científica (LEITE e LEAL, 2007). Grandes avanços são notórios quanto à difusão e domínio de tecnologias referentes à geração de energia eólica e solar fotovoltaica. Lado a lado, outras tecnologias e conceitos também estão sendo desenvolvidos como as redes inteligentes (*smartgrids*), geração distribuída, veículos elétricos, *data-centers*, fonte de alimentação ininterrupta (*Uninterruptible Power Supply – UPS*) e distribuição CC (OLIVEIRA, PRAÇA e OLIVEIRA FILHO, 2016).

Dentre muitas destas aplicações destacam-se as microrredes, que podem ser entendidas como modelo elétrico que permite otimizar a conexão entre várias fontes de geração de energia elétrica a pequenos/grandes centros de carga. Dentre outras, esse modelo elétrico possui a vantagem de: incluir localmente pequenas unidades de geração, principalmente aquelas com características naturais de alimentação CC, explorando as potencialidades energéticas de cada sítio; possibilidade de conexão à rede tradicional de distribuição CA; permitir a difusão de tecnologias de micro e minigeração; possibilitar aos consumidores serem elementos ativos dentro do sistema elétrico, podendo ser remunerados pela injeção de potência na rede elétrica; amenizar a demanda de fontes centralizadas; reduzir perdas por transmissão; permitir fornecimento ininterrupto à cargas críticas.

Micro-redes CC, como pode ser visto na FIGURA 1.1, utilizam armazenadores de energia, como baterias e super-capacitores. Esses elementos possuem como característica o fluxo de potência bidirecional em corrente contínua, e, dessa forma, a conexão destes com a rede de distribuição CC dá-se por meio de um sistema ativo, compreendido geralmente por um conversor CC-CC isolado bidirecional (*Isolated Bidirectional DC-DC Converter - IBDC*). As principais características desses conversores, FIGURA 1.2, são de processar energia elétrica, de tal forma a manter ambos os barramentos de tensão regulados e ajustá-los em

condições não ideais, e direcionar o fluxo de potência para os pontos de carga mais críticos dentro do sistema.

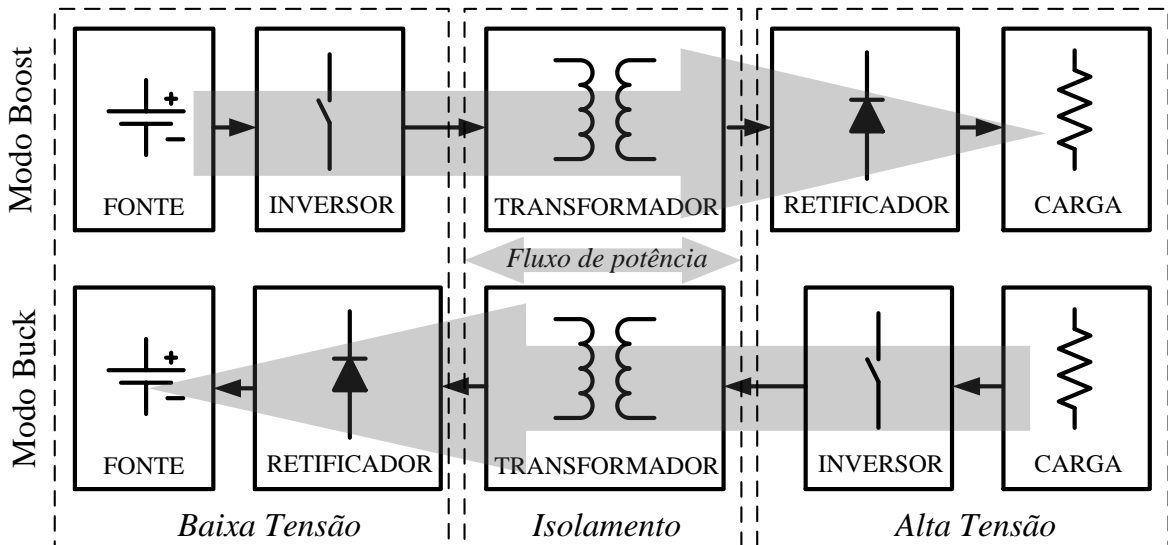
FIGURA 1.1 - Microrrede CC



FONTE: Próprio autor

Como pode ser visto ainda na FIGURA 1.1, os IBDCs podem ser aplicados como transformadores de estado sólido (*solid state transformers - SST*), interligando e controlando o fluxo de potência entre os barramentos de baixa e alta tensão dentro de uma rede de distribuição CC. Outra consideração a ser destacada, é o fato das cargas CC serem amplamente utilizadas atualmente, e, assim, um IBDC diminuiria a quantidade de estágios de conversão elétrica dentro do sistema de distribuição CC, garantindo, portanto, o aumento de sua eficiência (PENG, LI, *et al.*, 2004).

FIGURA 1.2 - Estrutura genérica de um IBDC



Fonte: Próprio autor

Basicamente, os IBDCs possuem um transformador de isolamento em alta frequência que conecta duas pontes. Essas pontes, dependendo do sentido do fluxo de potência, modo elevador (*boost*) ou modo abaixador (*buck*), podem funcionar como pontes inversoras ou retificadoras, para garantir ausência de componentes CC no transformador, evitando saturação do núcleo, e ajuste das tensões médias CC na carga e na fonte. No modo *boost*, o conversor opera direcionando o fluxo de potência de um elemento armazenador de energia a um barramento CC. No modo *buck*, o conversor opera carregando os armazenadores a partir do barramento CC.

Neste sentido, devido à complexidade existente para manter os barramentos de tensão constantes, tendo em vista as diversas condições entre geração e consumo, torna-se fundamental a utilização de sistemas ativos que consigam intervir no sistema de distribuição. Assim, a eletrônica de potência apresenta-se como ferramenta indispensável para a viabilidade deste tipo de tecnologia, e por consequente, ao melhoramento de técnicas e dispositivos que possam otimizar rendimento, densidade de potência e eficiência na conversão elétrica.

Neste contexto, o presente trabalho tem como objetivo realizar a análise em regime permanente de um conversor CC-CC isolado trifásico bidirecional. A topologia proposta utiliza a técnica do deslocamento de fases (*phase-shift* - PS) para controlar o fluxo de potência entre as pontes do conversor e permitir, através do ajuste da razão cíclica no lado de baixa tensão, controlar a tensão no primário, e, conseqüentemente, ampliar a faixa de operação em comutação suave. A proposta desta estrutura é, portanto, ser utilizada em aplicações para conexão entre armazenadores de energia e uma rede de distribuição CC.

Em resumo, após essa breve introdução no capítulo 1, o capítulo 2 deste trabalho apresenta uma revisão bibliográfica dos principais conversores CC-CC estudados pela literatura que deram a base de estudo da estrutura proposta. Entre eles estão os principais IBDCs desenvolvidos, com comprovada contribuição científica através de publicações em revistas e periódicos de alto impacto.

No capítulo 3, realizou-se a análise do conversor proposto. Neste é apresentado o princípio de funcionamento do conversor, além da realização da análise do comportamento do fluxo de potência ativa e reativa através de modelagem matemática. O comportamento do conversor em relação à caracterização da comutação é modelado e analisado.

No capítulo 4 são apresentados os resultados de simulação para validação do modelo proposto. É realizado um exemplo de projeto do conversor, assim como o

dimensionamento e determinação das variáveis e parâmetros a serem considerados para a simulação e análise em regime permanente.

Por fim, no capítulo 5, são apresentadas as considerações finais. Neste são destacadas as principais conclusões do autor deste trabalho em relação à viabilidade, importância, modelagem e validação do conversor.

2 CONVERSORES CC-CC ISOLADOS BIDIRECIONAIS

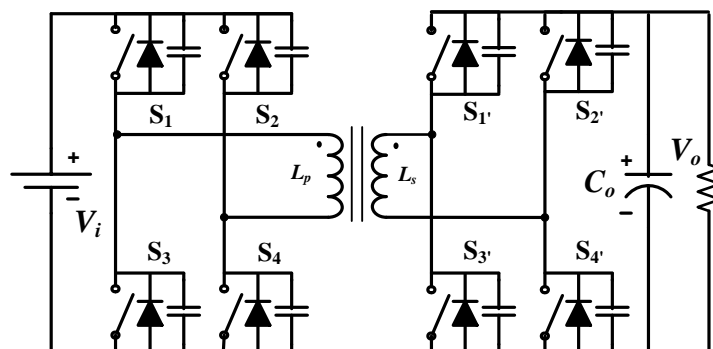
Neste capítulo, será apresentada uma breve revisão bibliográfica das principais estruturas CC-CC trifásicas isoladas bidirecionais encontradas na literatura técnica. Para cada uma destas será apresentado suas principais características de funcionamento e técnicas utilizadas. Inicialmente são apresentadas as estruturas CC-CC isoladas bidirecionais, que são precursoras na utilização da técnica do *phase-shift*. Em um segundo momento são apresentados os IBDCs, considerados pelo autor, mais relevantes para soluções de problemas relacionadas à eficiência na conexão de armazenadores de energia em aplicações de veículos elétricos, microrredes CC, *smartgrids* e energias renováveis. Por último, é apresentada a topologia proposta deste trabalho.

2.1 Conversores DAB (*Dual Active Bridge*)

Os conversores com ponte ativa dupla (*Dual Active Bridge* - DAB) são estruturas isoladas que compreendem em seu primário e secundário duas pontes ativas. A primeira estrutura DAB que utiliza a técnica do *phase-shift* foi proposta por De Donker (1991), essa topologia é formada por duas pontes H monofásicas, uma no primário e outra no secundário, conforme a FIGURA 2.1. A topologia é semelhante ao conversor *Full-Bridge*, no entanto, este possui apenas a possibilidade de fluxo unidirecional.

As duas pontes ativas do conversor DAB são conectadas através de um transformador de alta frequência e utiliza a indutância de dispersão para realizar a transferência de energia entre fonte e a carga.

FIGURA 2.1 - DAB monofásico

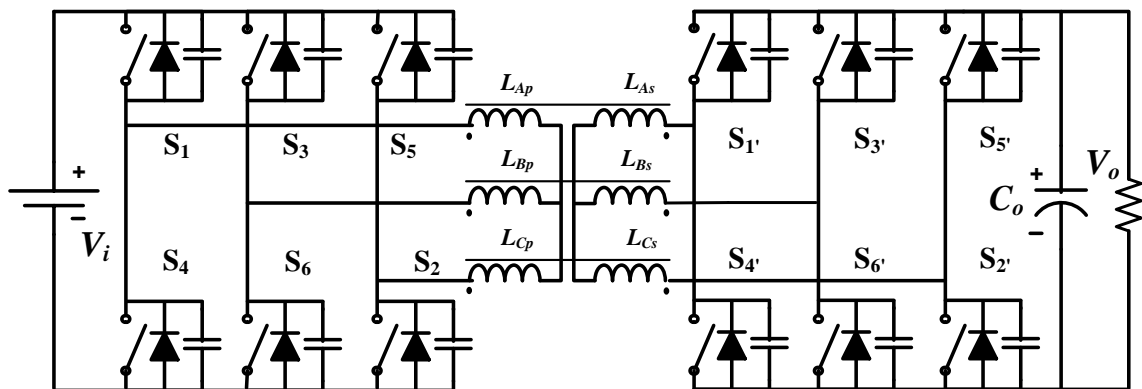


Fonte: Adaptada de (DE DONKER, DEEPAKRAJ e MUSTANSIR, 1991)

A técnica do *phase-shift* citada anteriormente é utilizada para realizar o fluxo bidirecional de energia no conversor. Essa técnica baseia-se em controlar o defasamento do ângulo do sinal de acionamento entre as pontes (primário e secundário), e a partir deste, controlar a corrente na reatância de dispersão do transformador. Os comandos dos interruptores do mesmo braço são complementares e a razão cíclica empregada é de 0,5, o que garante simetria na forma de onda de tensão e corrente no transformador.

Com o objetivo de incrementar capacidade de processamento de energia, o mesmo autor propõe a versão trifásica do conversor DAB, como pode ser visto na FIGURA 2.2. O conversor é composto por duas pontes inversoras trifásicas tradicionais. Os interruptores são comandados com razão cíclica de 0,5 e os braços defasado de 120° . Assim como na estrutura monofásica, este utiliza a técnica do deslocamento de fase para controlar o fluxo de potência do conversor.

FIGURA 2.2 - DAB trifásico



Fonte: Adaptada de (DE DONKER, DEEPAKRAJ e MUSTANSIR, 1991)

O autor insere em ambas as estruturas propostas, monofásica e trifásica, o conceito de que a comutação suave dos interruptores possa ser alcançada de forma natural, fazendo-se o ajuste apropriado do ganho estático do conversor. Essa característica é importante, pois diminui as perdas por comutação e por consequente, aumenta a eficiência e densidade de potência do conversor. Os esforços de corrente para potências relativamente elevadas tornam o conversor limitado, tendo em vista que os barramentos de entrada necessitam de fontes de tensão elevadas para que a corrente drenada pelos interruptores seja reduzida.

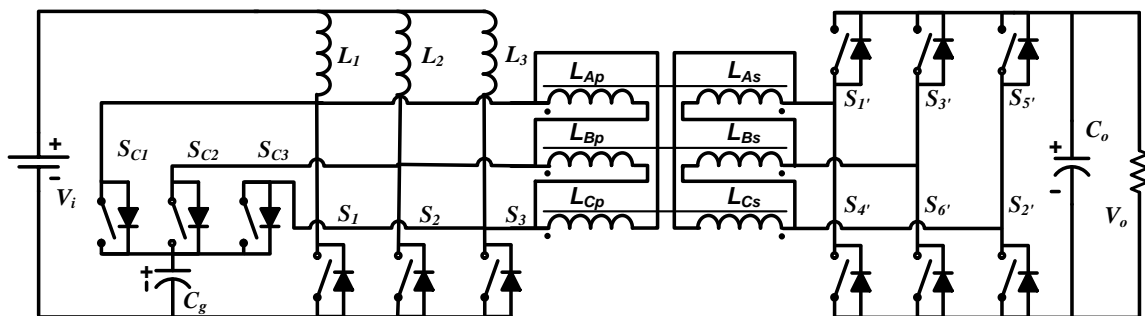
2.2 Conversores CC-CC Isolados Bidirecionais

2.2.1 Conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional intercalado com grampeamento ativo

O conversor CC-CC trifásico com grampeamento ativo, FIGURA 2.3, é uma versão trifásica derivada do conversor alimentado em corrente monofásico proposto por Jang e Won (2007). A estrutura utiliza interruptores adicionais com o objetivo de proporcionar o grampeamento da corrente na entrada do conversor, já que os indutores de filtro na entrada atuam como fontes de corrente. Este grampeamento proporciona ao conversor uma limitação de tensão nos interruptores além de acionar estes com tensão nula (HANJU, CHOI, *et al.*, 2009).

O controle do chaveamento dá-se pela técnica de modulação por largura de pulso PWM (*Pulse Width Modulation*). Diferentemente dos conversores DAB, o conversor controla o fluxo de potência pela lógica de acionamento das chaves, e não pela técnica de *phase-shift*. Assim no modo elevador, ou *boost*, os três dos interruptores no primário são responsáveis pelo grampeamento ativo. No lado secundário, apenas os diodos conduzem. No modo *buck*, apenas as chaves do secundário conduzem, enquanto que no primário, todas são desligadas.

FIGURA 2.3 - Conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional intercalado com grampeamento ativo



Fonte: Adaptada de (HANJU, CHOI, *et al.*, 2009)

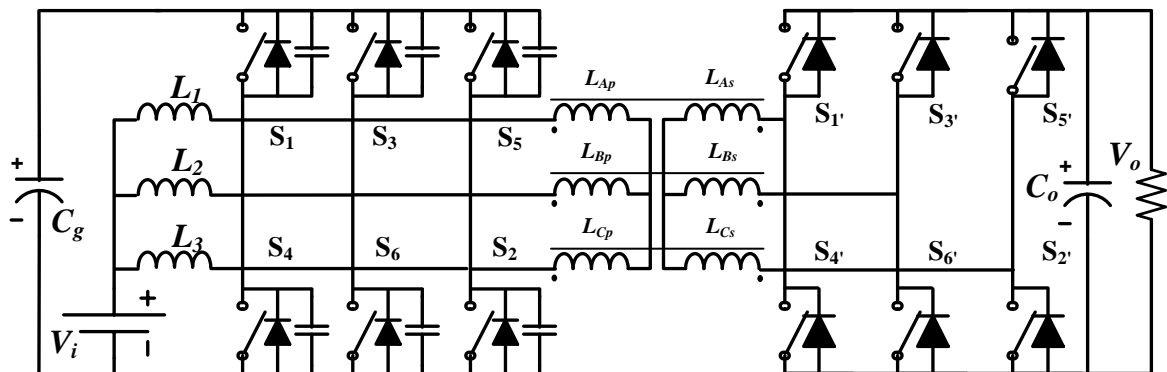
2.2.2 Conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional alimentado em corrente com comutação suave para grande faixa de variação de tensão de entrada

Este conversor, FIGURA 2.4, é baseado na estrutura apresentado na FIGURA 2.2, tendo em vista operar em regime bidirecional e possuir duas pontes trifásicas. Entretanto a

configuração delta aberto-estrela do transformador de alta frequência o torna versátil no que se diz respeito à variação da razão cíclica e do *phase-shift* entre as pontes, a fim de manter constante o nível de tensão no barramento. Essas condições descritas acima garantem a comutação suave e melhor eficiência da transferência de potência (WANG e LI, 2012).

Os indutores CC no primário juntamente com a fonte de tensão funcionam como fonte de corrente, o que o deixa mais complexo devido à utilização de um capacitor de grampeamento C_g utilizado para reduzir as sobretensões nos interruptores, aumentando assim o número de componentes. Estes indutores são utilizados no modo elevador como elementos responsáveis por magnetizar o transformador, enquanto que no modo *buck*, são utilizados como filtros de corrente. A característica elevadora de tensão na configuração dos indutores ao barramento capacitivo aumenta a capacidade de ganho do conversor (HANJU, CHOI, *et al.*, 2009) e (WANG e LI, 2012).

FIGURA 2.4 - Conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional alimentado em corrente e com comutação suave para uma ampla faixa de tensão de entrada



Fonte : Adaptada de (WANG e LI, 2012)

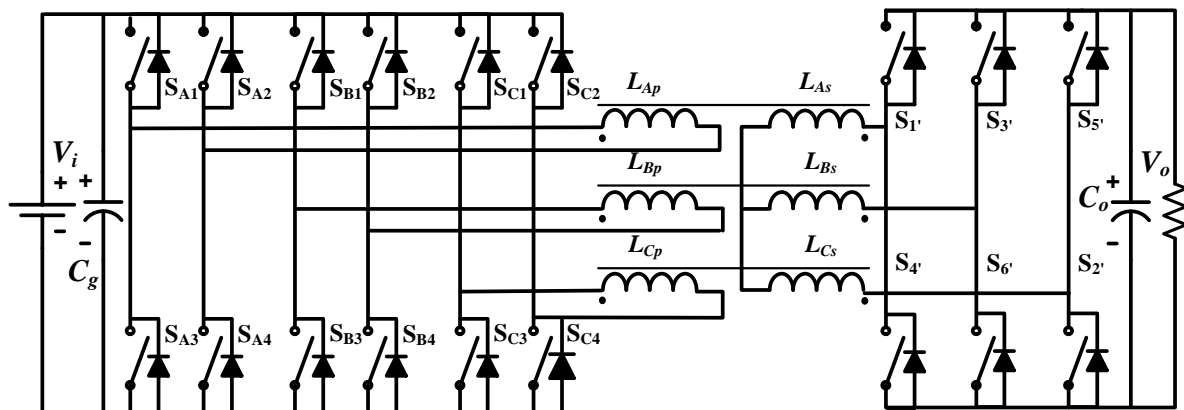
2.2.3 Conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional com comutação suave utilizando *dual-phase-shift* e razão cíclica variável

O conversor apresentado na FIGURA 2.5 foi proposto por Oliveira Filho (2015). Este utiliza um transformador de alta frequência, que possui a função de fazer o isolamento galvânico entre o primário e o secundário, realizar a elevação/redução da tensão e transferir a energia de uma ponte para a outra através de sua indutância de dispersão. A topologia possui no primário, três pontes H completas (*Full-bridge*), e no secundário um inversor trifásico. A conexão entre estas estruturas se dá por um transformador na configuração delta aberto-

estrela, o que garante o dobro de ganho de tensão, diminuindo as perdas no cobre e, assim, garantindo um aumento na densidade potência do conversor.

O controle do fluxo de potência da topologia é realizado pela técnica de duplo deslocamento de fases (*dual-phase-shift* - DPS), ou seja, há um deslocamento de fases entre os braços das pontes monofásicas no primário e outro deslocamento entre as pontes no primário e secundário. O barramento pode ser regulado tanto pelo do deslocamento de fases, como pelo controle da razão cíclica. Assim como em De Donker (1991) e Wang e Li (2012), esta topologia pode operar nas condições ZVS (*Zero Voltage Switching* – Comutação sob tensão nula) através da manutenção dinâmica do ganho do conversor.

FIGURA 2.5 - Conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional com comutação suave utilizando dual-phase-shift e razão cíclica variável



Fonte : Adaptada de (OLIVEIRA FILHO, 2015)

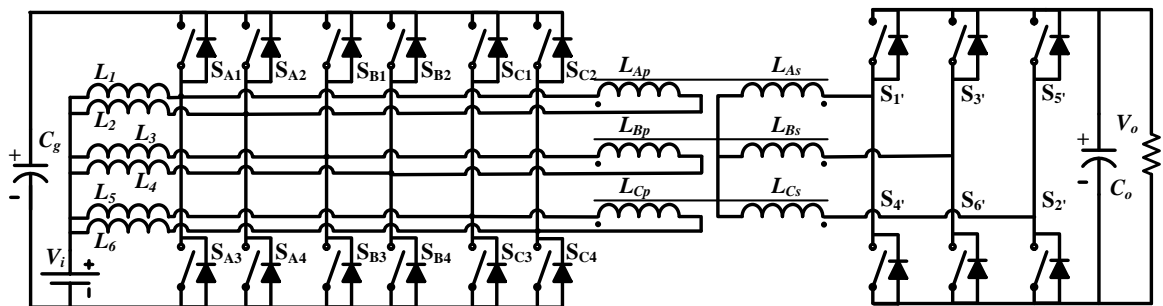
2.3 Conversor Proposto

Neste trabalho é proposta, na FIGURA 2.6, a topologia de um conversor CC-CC isolado trifásico com comutação suave. Esta topologia é uma versão alimentada em corrente da topologia proposta por Oliveira Filho (2015). No lado primário há três pontes H enquanto que no secundário há um inversor trifásico. As duas pontes são conectadas através de um transformador isolador de alta frequência em uma configuração delta aberto/estrela. Essa configuração possui naturalmente o dobro do ganho de tensão (OLIVEIRA FILHO, 2015), e dessa forma, maximiza-se o ganho estático do conversor além de reduzir as perdas no cobre do transformador devido à redução da quantidade de espiras.

Os indutores CC (L_1 , L_2 , L_3 , L_4 , L_5 e L_6) em série com a fonte V_i conferem ao conversor característica de fonte de corrente na entrada quando operado no modo *boost*,

enquanto que no modo *buck* os indutores operam como filtros de corrente. O capacitor de grampeamento C_g é responsável por grampear a corrente dos interruptores, evitando assim sobretensões nos mesmos (WANG e LI, 2012) e assim reduzindo os esforços nos semicondutores. O fluxo de potência do conversor se dá pela indutância de dispersão do transformador, utilizada como elemento de transferência de energia, e este é controlado pela técnica de *phase-shift*. Através desta técnica pode-se obter a bidirecionalidade do fluxo de potência, podendo assim direcionar o fluxo energia de um elemento armazenador de energia para um barramento, ou o contrário. Utiliza-se a técnica de modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM) para o ajuste da razão cíclica, que por sua vez é ajustada somente na ponte primária para controlar a tensão no barramento de baixa tensão. A razão cíclica no secundário é fixa em 0,5, garantindo a simetria na forma de onda de tensão e corrente no transformador.

FIGURA 2.6 - Topologia Proposta



Fonte: Próprio autor

As condições de comutação ZVS são obtidas naturalmente através do ajuste da razão cíclica e *phase-shift*, maximizando o rendimento do conversor e consequentemente aumentando sua densidade de potência.

3 ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC TRIFÁSICO ISOLADO BIDIRECIONAL ALIMENTADO EM CORRENTE COM COMUTAÇÃO SUAVE

Neste capítulo inicialmente será realizada a análise qualitativa do funcionamento do conversor proposto, tais como a funcionalidade do transformador de alta frequência e o comando dos interruptores. Em seguida, será analisado o estudo das características de entrada do conversor, tendo em vista a utilização dos indutores CC de entrada. Posteriormente, é apresentada, em detalhes, a modelagem matemática utilizada para análise do fluxo de potência do conversor e a caracterização da comutação dos interruptores. Por fim, é apresentado o estudo e modelagem do controle do conversor.

3.1 Princípio de funcionamento do conversor

3.1.1 Transformador de alta frequência

Como apresentado no item 2.3, o conversor proposto neste trabalho possui, no lado primário, três pontes H, e no secundário, um inversor trifásico. As duas estruturas são conectadas através de um transformador de alta frequência, que possui, entre outras, as seguintes funções:

- Garantir o isolamento galvânico entre as fontes;
- Realizar a adequação da tensão entre as fontes através de seus enrolamentos;
- Transferir energia entre as fontes.

A indutância de dispersão do transformador, muitas vezes inconveniente por causar sobretensões nos interruptores (SANTOS, 2011), é utilizada como elemento de transferência de energia entre as fontes. A indutância de dispersão, durante um intervalo de tempo, carrega-se magneticamente, armazenando energia através de seu campo magnético. Durante outro intervalo de tempo, a mesma, através de outra combinação de chaveamento dos interruptores, converte a energia magnética armazenada em energia elétrica, direcionando-a para a fonte receptora de energia (SILVA, 1998).

Dependendo das condições de projeto, a indutância de dispersão do transformador pode não ser suficiente/adequada, necessitando, assim, adicionar uma indutância externa em série para que a indutância total de transferência aumente e possa transportar adequadamente o fluxo de energia entre as fontes. Assim, L_s é a indutância de transferência de energia que

equivale ao somatório de todas as indutâncias que estão em série com o fluxo de energia, representadas pelas indutâncias de dispersão do primário e secundário, assim como as indutâncias externas no primário e secundário. Refletindo as indutâncias do secundário para o primário temos a seguinte expressão.

$$L_s = L_{disp_pri} + L'_{disp_sec} + L_{ext_pri} + L'_{ext_sec} \quad (3.1)$$

Onde:

L_s : Indutância de transferência de energia;

L_{disp_pri} : Indutância de dispersão do primário;

L'_{disp_sec} : Indutância de dispersão do secundário refletida para o primário;

L_{ext_pri} : Indutância externa em série no primário;

L'_{ext_sec} : Indutância externa em série no secundário refletida para o primário.

A determinação das indutâncias do secundário refletidas para o primário é realizada pelas seguintes equações:

$$L'_{disp_sec} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cdot L_{disp_sec} \quad (3.2)$$

$$L'_{ext_sec} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cdot L_{ext_sec} \quad (3.3)$$

N_1 : Número de espiras no enrolamento primário do transformador;

N_2 : Número de espiras no enrolamento secundário do transformador.

Com o dimensionamento correto da indutância de transferência de energia, pode-se determinar qual a contribuição que as indutâncias em série devem fornecer para que o fluxo de potência de projeto flua entre as pontes do conversor. Assim, através de técnicas que ajustam os níveis de potência a serem processados pelo conversor, a indutância de transferência de energia será a responsável por armazenar e descarregar toda a energia que flui da fonte para a carga.

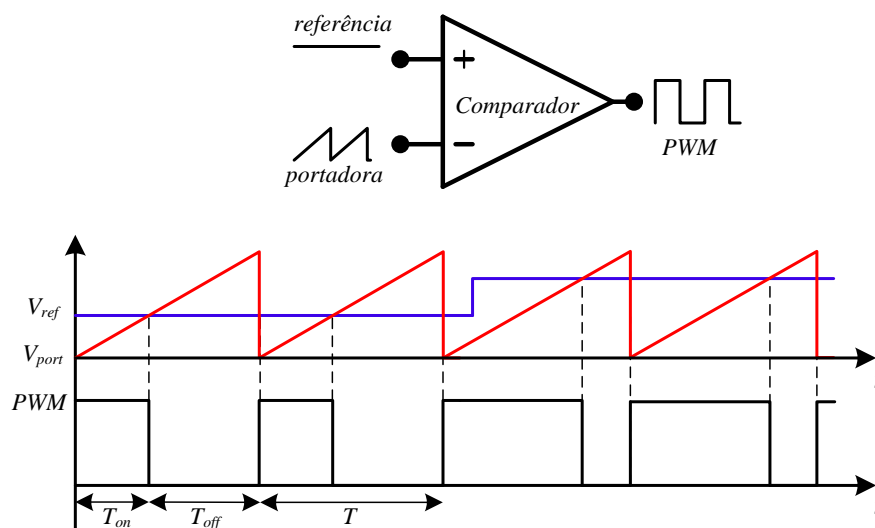
3.1.2 Modulação PWM

O acionamento das chaves dá-se a partir de uma técnica denominada modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*) ou simplesmente PWM. Esta técnica tem sido

vastamente utilizada na literatura pela simplicidade de implementação e controle (JÚNIOR, 2015). A modulação baseia-se em produzir uma onda de tensão quadrada, onde apenas parte do período (T_{on} , tempo de condução da chave) desta, é projetada para acionar o interruptor.

O sinal PWM geralmente é gerado pela comparação entre dois sinais: o sinal de referência e o sinal da portadora. O sinal de referência é o nível de tensão responsável em ajustar, aumentar ou diminuir, a razão cíclica de trabalho. A portadora é geralmente um sinal na forma triangular, e é a frequência desta onda, que define a frequência de chaveamento do conversor. A FIGURA 3.1 apresenta e ilustra o esquemático de geração de um sinal PWM.

FIGURA 3.1 - Sinal PWM genérico



Fonte: Próprio autor

O período de chaveamento T é determinado através da frequência de chaveamento do conversor. Esse é um parâmetro de grande consideração em projetos de sistemas chaveados em alta frequência, tendo em vista que para frequências elevadas de chaveamento, o volume dos elementos armazenadores de energia (indutores e capacitores) reduz-se consideravelmente, mas que ao mesmo tempo, podem elevar as perdas por comutação dos interruptores (BARBI, 2014).

A razão cíclica D pode então ser definida como a fração do período de chaveamento tempo que a chave está ligada. Assim como pode ser verificada na equação (3.4).

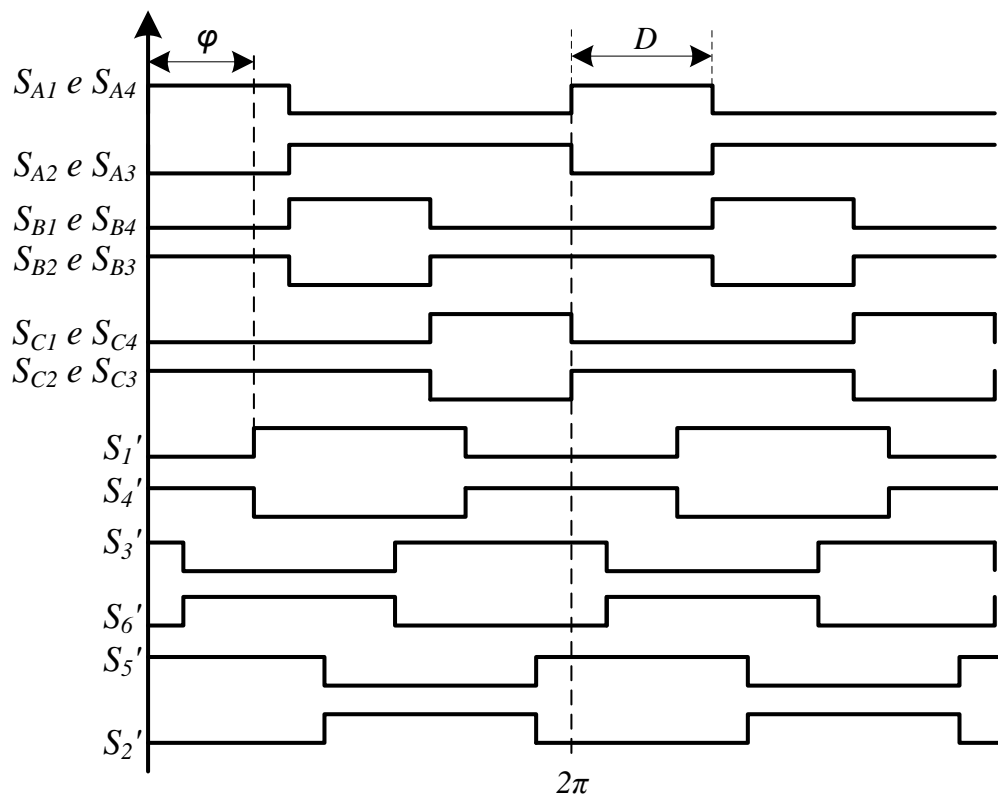
$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (3.4)$$

3.1.3 Comando dos interruptores

O comando dos interruptores é obtido através de uma estratégia de modulação definida no item anterior. Para o conversor proposto, os interruptores da ponte primária e secundária apresentam, em cada braço, comandos complementares. Isso ocorre devido ao fato que se ambas as chaves do mesmo braço forem acionadas simultaneamente, ocorrerá um curto na fonte. Na prática, utiliza-se um tempo morto (*dead-time*), ou seja, um intervalo em que ambas as chaves são desligadas, para que possa garantir que tal inconveniente não ocorra e comprometa a funcionalidade da estrutura (OLIVEIRA FILHO, 2015).

Como pode ser visto na FIGURA 3.2, no primário, as três pontes H são comandadas defasadas de 120° . Neste, há o ajuste da razão cíclica, como será discutido posteriormente, que permite o ajuste da tensão do barramento de baixa tensão. No secundário, há uma estrutura idêntica ao inversor trifásico, onde os braços são comandados defasados de 120° entre eles, com razão cíclica fixa em 0,5 e defasados de um ângulo φ em relação à ponte primária.

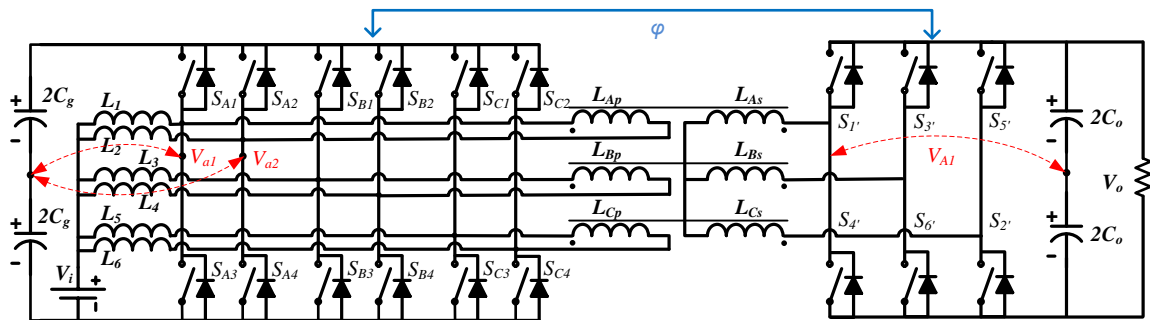
FIGURA 3.2 - Sinais de comando



Fonte: Próprio autor

Esse defasamento angular utilizado trata-se da técnica de *phase-shift*. Essa técnica baseia-se em criar um defasamento entre o sinal de comando dos interruptores do primário e secundário, como pode ser observado na FIGURA 3.3. O controle adequado deste defasamento permite controlar a quantidade e a direção do fluxo de energia transferida entre entrada e saída, garantindo, portanto, a bidirecionalidade do conversor.

FIGURA 3.3 - Conversor Proposto e lugar onde ocorre o PS



Fonte: Próprio autor

3.1.4 Ganho estático

Os conversores CC-CC possuem como principal característica realizar o processamento da energia elétrica com o objetivo de elevar ou reduzir a tensão CC a partir de uma fonte de energia com característica CC. Um dos parâmetros de projeto mais importantes a serem determinados é o ganho estático G_{est} do conversor. Para cada topologia de conversor realiza-se uma análise qualitativa e quantitativa da configuração de elementos passivos e ativos a fim de encontrar uma expressão matemática que modele a saída de tensão do conversor a partir dos parâmetros de entrada do projeto. Assim, dado um conversor com tensão de entrada V_i e tensão de saída V_o , o ganho estático definido por:

$$G_{est} = \frac{V_o}{V_i} \quad (3.5)$$

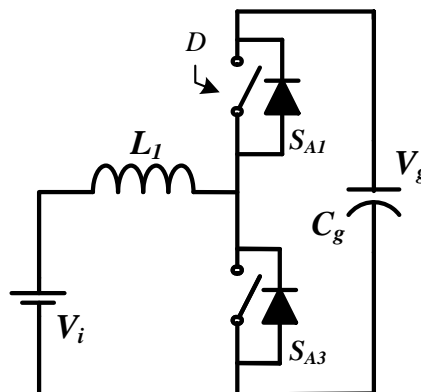
Para a estrutura do conversor proposto neste trabalho, duas etapas de ganho são estudadas preliminarmente para, então, determinar o ganho estático a ser considerado para análises futuras. A primeira delas refere-se à análise do ganho de tensão entre a fonte V_i e a tensão V_g no capacitor de grampeamento. A segunda refere-se ao ganho entre a tensão no capacitor de grampeamento e a tensão de saída do conversor.

Para a análise da primeira etapa de ganho, é necessário realizar algumas considerações a respeito da funcionalidade do capacitor C_g . Na entrada do conversor, como

citado em tópicos anteriores, os indutores conferem à topologia, característica de corrente, devido à resistência que esses componentes apresentam em variar o campo magnético armazenado (MOHAN, 2014). Neste sentido, considerando que essa estrutura na entrada comporta-se como fonte de corrente, durante o desligamento dos interruptores, a corrente não teria um caminho possível para fluir. Nessas situações, na prática, ocorreriam sobretensões nos interruptores, o que poderia levar ao superaquecimento desses, reduzindo a eficiência do conversor ou até mesmo vindo a danificar o componente (SANTOS, 2011).

Com o objetivo de eliminar essa problemática, (HANJU, CHOI, *et al.*, 2009) e (WANG e LI, 2012), utilizam um capacitor que armazena a energia que seria dissipada nos interruptores ao produzir um caminho alternativo para a corrente da entrada (comportamento típico de grampeadores). O capacitor de grampeamento, dentro da estrutura, além de apresentar este comportamento *snubber*, possui a funcionalidade de um barramento de tensão. Ao analisar a topologia, pode-se inferir que as 3 pontes H no primário, associadas aos indutores CC, podem ser vistas como 6 conversores *boost* em paralelo. Assim, através do ajuste da razão cíclica nas chaves do primário, pode-se manipular a tensão V_g no capacitor de grampeamento. A FIGURA 3.4 apresenta o circuito.

FIGURA 3.4 - Conversor *Boost* visto de um braço da topologia proposta



Fonte: Próprio autor

Da literatura, como pode ser verificado em (MARTINS e BARBI, 2006), sabe-se que o ganho estático do conversor *boost* é dado pela equação (3.6).

$$G_{boost} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (3.6)$$

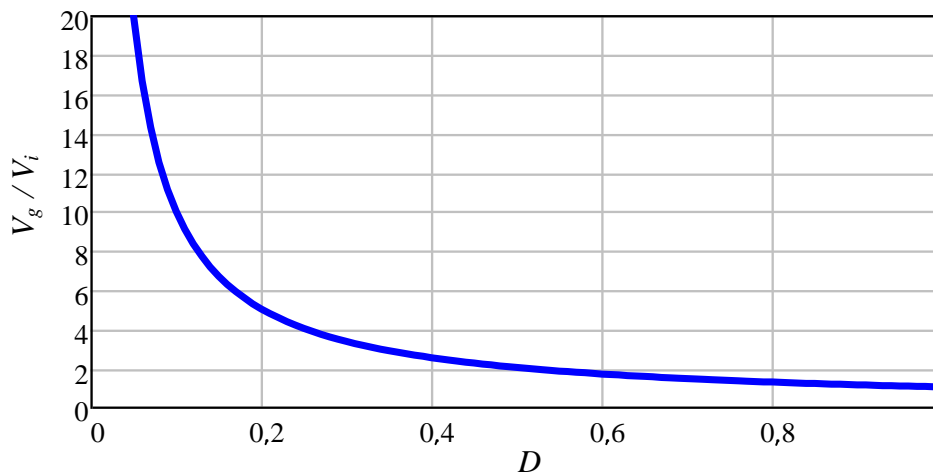
Na estrutura de um conversor *boost* tradicional, a variável D representa a fração do período de chaveamento que a chave está ligada. No entanto, na estrutura proposta, a

fração de tempo que a chave inferior está ligada é o complemento da razão cíclica empregada na chave superior. Dessa forma, quando substitui-se o complemento $(1 - D)$ em D na equação (3.6), obtém-se a expressão que representa o ganho de tensão entre a fonte V_i e a tensão barramento de baixa tensão V_g .

$$G_i = \frac{V_g}{V_i} = \frac{1}{1 - (1 - D)} \rightarrow G_i = \frac{V_g}{V_i} = \frac{1}{D} \quad (3.7)$$

Esta característica de ganho de tensão do conversor através da manipulação da tensão no barramento capacitivo, como poderá ser vista no item 3.3, permite definir estratégias de controle para que o conversor opere em comutação suave. Dentro do exposto, a FIGURA 3.5 apresenta o comportamento hiperbólico do ganho de tensão no barramento capacitivo em relação à tensão fonte em função da razão cíclica.

FIGURA 3.5 - Curva de ganho G_i em função de D



Fonte: Próprio autor

O segundo estágio de ganho do conversor (V_o/V_g) é caracterizado pela influência do ganho dado pela relação de espiras do transformador e pelo tipo de conexão entre os três transformadores monofásicos. Sabe-se que o ganho dado pela relação de transformação n do transformador é dado pela razão entre número de espiras do secundário N_2 e primário N_1 .

$$n = \frac{N_2}{N_1} \quad (3.8)$$

Como anteriormente citado no item 2.3, a conexão dos transformadores é do tipo delta aberto-estrela. Essa conexão possui naturalmente o dobro do ganho de tensão, o que representa uma vantagem quanto à utilização dos enrolamentos para ajuste de tensão. Dessa

forma, reduz-se o conteúdo de cobre nos enrolamentos, e conseqüentemente, reduzem-se as perdas por condução. Assim, o segundo estágio de ganho do conversor é representado pela equação (3.9).

$$G_o = \frac{V_o}{V_g} = 2nG \quad (3.9)$$

Onde:

G : Ganho estático normalizado

Substituindo a equação (3.7) em (3.9), tem-se a expressão do ganho estático do conversor:

$$G_{est} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2n}{D} G \quad (3.10)$$

O ganho estático normalizado unitário pode ser entendido como a condição em que o conversor opera com as tensões, V_o e V_g , constantes, e com razão igual ao ganho produzido pela conexão e relação de espiras dos transformadores, ou seja, igual a $2n$. Quando G_o apresenta variação, pela alteração na tensão em algum dos barramentos, o ganho estático normalizado também é alterado. Portanto, como pode-se observar na equação (3.10), quando G é unitário, não implica, necessariamente, que o conversor possui ganho estático igual a 1. Através de outra abordagem, pode-se entender o ganho G como sendo a variável que apresenta quanto o G_{est} está próximo do nominal, ou seja, se $G=1,1$, infere que o conversor está operando com o ganho estático 10% acima do nominal. Assim, a expressão que representa o ganho estático normalizado é apresentada logo abaixo (a expressão derivada de (3.9) é utilizada para simplificação na modelagem):

$$G = \frac{V_o}{2nV_g} \quad (3.11)$$

Ainda na equação (3.10), observa-se que, quando o ganho estático do conversor for alterado, seja pela mudança na tensão de entrada ou saída, a razão cíclica poderá ser ajustada, de tal modo, a manter o ganho estático normalizado unitário. Essa característica é interessante, sabendo que, com o ajuste ótimo do ganho normalizado, permite o conversor operar com comutação suave.

3.1.5 Formas de onda

Feita todas as considerações em relação ao funcionamento do conversor, pode-se então apresentar algumas das principais formas-de-onda ideais. Como apresentado em itens

anteriores, apenas no primário é realizado o ajuste da razão cíclica (controle de tensão no barramento de baixa tensão). Assim, a FIGURA 3.6 e a FIGURA 3.7, apresentam as formas-de-onda da tensão no primário do conversor. V_{a1} e V_{a2} representam a tensão entre o primeiro e o segundo braço respectivamente, em relação ao ponto central do barramento capacitivo de baixa tensão. A forma-de-onda gerada entre os braços de cada ponte H, representada por v_p , também é apresentada.

FIGURA 3.6 - Formas de onda da tensão no primário para $D \leq 0,5$

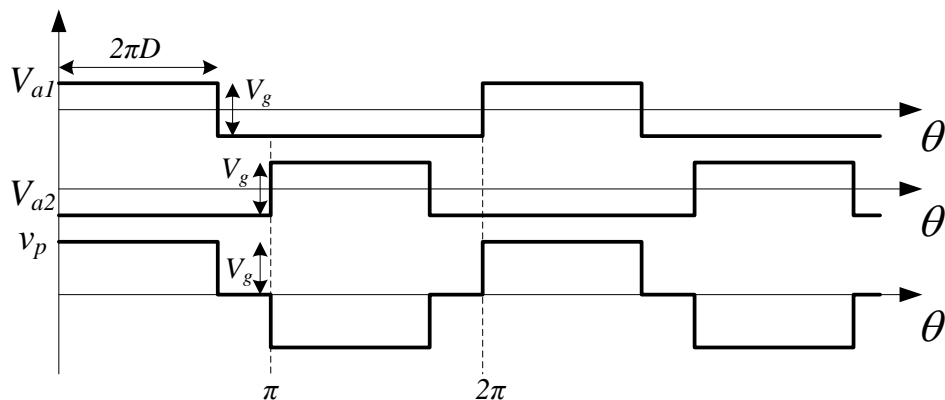
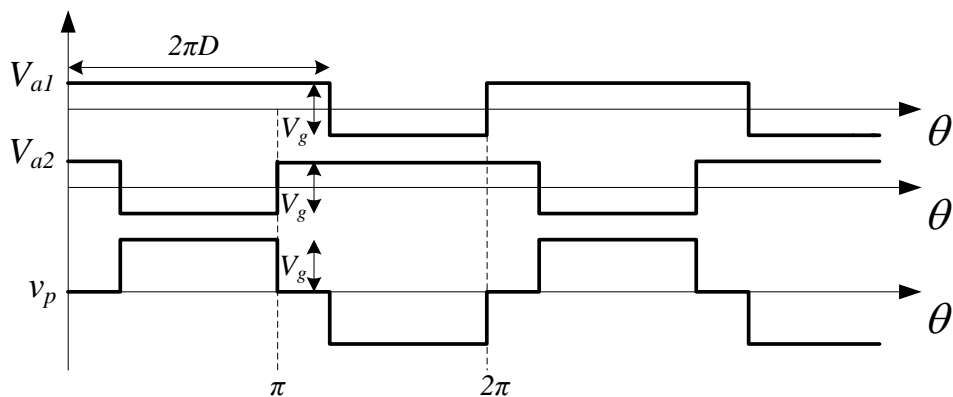


FIGURA 3.7 - Formas de onda da tensão no primário para $D \geq 0,5$



Fonte: Próprio autor

Onde:

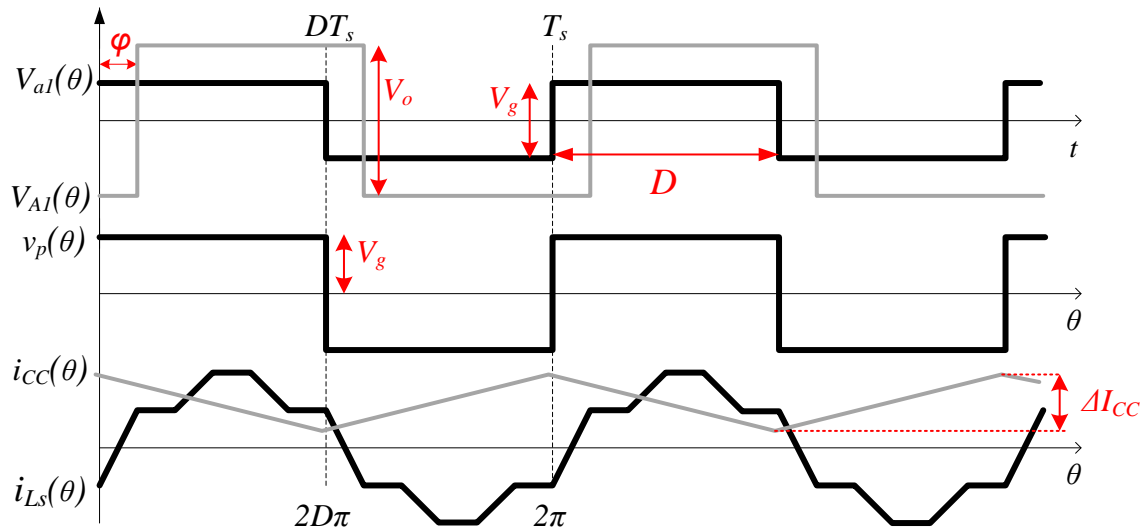
$$v_p(\theta) = V_{a1}(\theta) - V_{a2}(\theta) \quad (3.12)$$

A FIGURA 3.8 apresenta as principais formas-de-onda do conversor com razão cíclica no primário igual a 0,5. Observa-se o defasamento representado pelo ângulo de PS entre as formas-de-onda $V_{a1}(\theta)$ e $V_{A1}(\theta)$. Observando-se também a amplitude desses sinais, verifica-se que a onda $V_{a1}(\theta)$ como descrita anteriormente, possui amplitude variável, tendo em vista que está em função de D . No secundário, a onda $V_{A1}(\theta)$ está apenas em função da

tensão de saída. Como descrito no item 3.1.3, no secundário, as chaves possuem comando com razão cíclica fixa em 0,5.

Quando analisa-se a FIGURA 3.6 e FIGURA 3.7, infere-se que, quando a razão cíclica aproxima-se de 0,5, o intervalo de nível zero na onda $v_p(\theta)$ apresenta-se nulo. Essa descrição pode ser observada na FIGURA 3.8, onde esse efeito é reproduzido.

FIGURA 3.8 - Principais formas de onda ideais para o conversor proposto para $PS = 30^\circ$ e $D = 0,5$



Fonte: Próprio autor

Ainda na FIGURA 3.8, pode-se fazer inferências a respeito da corrente nos indutores CC e na forma-de-onda da corrente na indutância de dispersão. Como pode-se verificar, a corrente no indutor CC não possui descontinuidade, como esperado e descrito em itens anteriores. Outra consideração a ser realizada é a identificação dos pontos de máximo e mínimo na onda $i_{cc}(\theta)$. Observa-se que a corrente $i_{cc}(\theta)$ decresce linearmente para $0 \leq \theta \leq 2D\pi$ (para $D=0,5$, como na FIGURA 3.8, $0 \leq \theta \leq \pi$), o que caracteriza o descarregamento do indutor, e cresce no intervalo $2D\pi \leq \theta \leq 2\pi$ (para $D=0,5$, como na FIGURA 3.8, $\pi \leq \theta \leq 2\pi$), representando seu carregamento. Assim, possui valores máximo e mínimo para $i_{cc}(0)$ e $i_{cc}(2D\pi)$ respectivamente. Na corrente na indutância de dispersão $i_{L_s}(\theta)$, observa-se o formato alternado e simétrico da forma-de-onda.

3.1.6 Indutores CC

O dimensionamento dos indutores CC está intimamente ligado a que tipo de fonte de energia usa-se em série com estes na entrada do conversor. Dependendo da aplicação, os

esforços relacionados aos picos de corrente na fonte podem ser uma grande desvantagem, tendo em vista que estas diminuem a vida útil do componente (HANJU, CHOI, *et al.*, 2009). É o caso das baterias, fontes de armazenamento que podem ser utilizadas com o conversor proposto para aplicações que envolvam a conexão destas com uma rede de distribuição CC.

Um dos parâmetros que devem ser analisados para o dimensionamento desses indutores é a corrente média. Como apresentado na FIGURA 2.6, a fonte de tensão de entrada está conectada a seis indutores CC. Dessa forma a corrente média em cada indutor I_{CC} é 1/6 da corrente média I_i drenada pela fonte V_i . Assim temos:

$$I_{CC} = \frac{1}{6} I_i \quad (3.13)$$

Pela teoria dos circuitos, sabe-se que a corrente na fonte I_i pode ser representada pela razão entre a potência P_i e a tensão V_i da fonte. Logo tem-se:

$$I_{CC} = \frac{1}{6} \cdot \frac{P_i}{V_i} \quad (3.14)$$

Uma das características do conversor proposto é que este, devido ao acoplamento de indutores em série com a entrada, evita picos elevados de corrente. Dessa forma, a partir do valor da corrente na indutância CC, pode-se determinar a partir da equação (3.15), a ondulação de corrente ΔI_{CC} (amplitude entre a mínima e a máxima corrente) no indutor. A ondulação é um número adimensional que geralmente é apresentado como a porcentagem do valor médio de projeto. Assim:

$$\Delta I_{CC} = \text{ondulação} \cdot I_{CC} \quad (3.15)$$

Assim, em um indutor CC, tem-se a seguinte expressão:

$$V_i = L_{CC} \frac{\Delta I_{CC}}{\Delta T_{CC}} \quad (3.16)$$

A variável ΔI_{CC} representa a amplitude de oscilação na corrente do indutor CC. O ΔT_{CC} representa o intervalo de tempo de carregamento da indutância. Logo, pela observação da FIGURA 3.8, nota-se que a indutância CC carrega-se em um intervalo $(1-D)T_s$. Logo tem-se:

$$\Delta T_{CC} = (1-D)T_s \rightarrow \Delta T_{CC} = \frac{(1-D)}{f_s} \quad (3.17)$$

Substituindo a equação (3.17) em (3.16), tem-se a equação (3.19), que representa expressão que determina o valor da indutância CC:

$$L_{CC} = \frac{V_i(1-D)}{\Delta I_{CC} \cdot f_s} \quad (3.18)$$

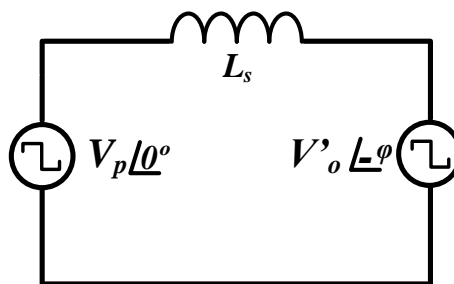
3.2 Fluxo de Potência

A partir da análise da bibliografia deste trabalho, observa-se que a metodologia mais usual no que se refere à análise do fluxo de potência em conversores isolados bidirecionais consiste em modelar matematicamente a equação da corrente na indutância de dispersão do transformador para cada etapa de operação do conversor. Dessa forma, encontram-se as equações de potência em função de D e PS .

3.2.1 Modelo simplificado por fase

A FIGURA 3.9 apresenta um modelo simplificado por fase. O modelo apresenta duas fontes de tensão quadradas, representando as formas de onda nos terminais do elemento de transferência de energia, no caso, a indutância de dispersão do transformador L_s . A corrente $i_{L_s}(\theta)$ é determinada pela queda de tensão na reatância de dispersão.

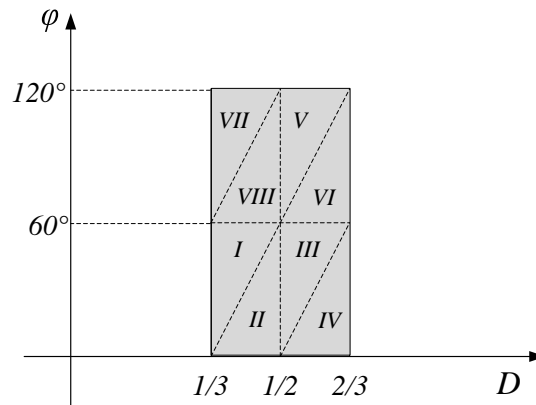
FIGURA 3.9 - Modelo simplificado por fase



Fonte: Próprio Autor

Para o conversor proposto, a forma-de-onda da corrente $i_{L_s}(\theta)$ apresenta-se de 8 formas diferentes. O formato da corrente na indutância de dispersão depende do PS e D, e cada formato dessa corrente, é derivado de uma equação de corrente específica. Na FIGURA 3.10, observa-se que a região em destaque é dividida em 8 regiões menores, onde cada uma destas, representa uma forma-de-onda específica e uma equação de corrente correspondente.

FIGURA 3.10 - Regiões de operação do conversor

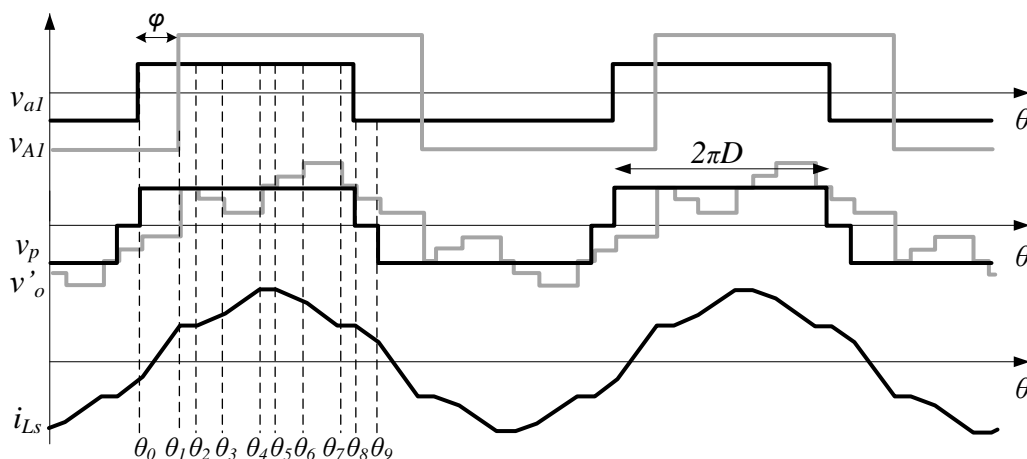


Fonte: Próprio autor

Os limites de operação do conversor são definidos a partir das conclusões do trabalho de (WANG e LI, 2012), onde, segundo os autores, o rendimento do conversor fica comprometido para operações fora da região destacada pela FIGURA 3.10. Cabe destacar que, para a operação no modo *buck*, ou seja, no sentido de fluxo de energia direcionado para o primário, as regiões são refletidas para o semi-plano negativo do eixo do PS.

Para a região II, por exemplo, a FIGURA 3.11 apresenta as principais formas de onda utilizadas para a determinação das equações de corrente $i_{Ls}(\theta)$.

FIGURA 3.11 - Principais formas de onda analisadas para obtenção das equações de corrente da região II (PS=30° e D=0,45)



Fonte: Próprio autor

A modelagem da corrente na indutância de dispersão é realizada a partir da modelagem das equações de retas em cada intervalo de operação. Assim, aplicando a equação da reta (3.19), em cada trecho linear da forma de onda de L_s , e utilizando condição de simetria

da forma-de-onda, representada matematicamente pela equação (3.20), pode-se determinar as equações de corrente para cada região de operação do conversor. Os intervalos de operação são apresentados em (3.21) e as equações de corrente em (3.22).

$$i_{L_s} = \left(\frac{v_p - v'_o}{X_{L_s}} \right) (\theta - \theta_i) + i_{L_s}(\theta_i) \quad (3.19)$$

Onde:

X_{L_s} : Reatância de dispersão da indutância de dispersão

v'_o : Tensão no secundário do transformador refletida para o primário

$$i_{L_s}(0) = -i_{L_s}(\pi) \quad (3.20)$$

$$\begin{cases} \theta_0 = 0, \theta_1 = \varphi, \theta_2 = 2D\pi - 2\pi/3, \theta_3 = \pi/3, \\ \theta_4 = \varphi + \pi/3, \theta_5 = 2D\pi - \pi/3, \theta_6 = 2\pi/3, \\ \theta_7 = \varphi + 2\pi/3, \theta_8 = 2D\pi, \theta_9 = \pi \end{cases} \quad (3.21)$$

$$i_{L_s}(\theta) = \begin{cases} i_{L_s}(\theta_0) + \frac{1}{3} \frac{V_g(3+G)}{\omega L_s}(\theta), & \theta_0 \leq \theta < \theta_1 \\ i_{L_s}(\theta_1) + \frac{V_g(1-G)}{\omega L_s}(\theta - \theta_1), & \theta_1 \leq \theta < \theta_2 \\ i_{L_s}(\theta_2) + \frac{1}{3} \frac{V_g(3-2G)}{\omega L_s}(\theta - \theta_2), & \theta_2 \leq \theta < \theta_3 \\ i_{L_s}(\theta_3) + \frac{1}{3} \frac{V_g(3-G)}{\omega L_s}(\theta - \theta_3), & \theta_3 \leq \theta < \theta_4 \\ i_{L_s}(\theta_4) + \frac{V_g(1-G)}{\omega L_s}(\theta - \theta_4), & \theta_4 \leq \theta < \theta_5 \\ i_{L_s}(\theta_5) + \frac{1}{3} \frac{V_g(3-4G)}{\omega L_s}(\theta - \theta_5), & \theta_5 \leq \theta < \theta_6 \\ i_{L_s}(\theta_6) + \frac{1}{3} \frac{V_g(3-5G)}{\omega L_s}(\theta - \theta_6), & \theta_6 \leq \theta < \theta_7 \\ i_{L_s}(\theta_7) + \frac{V_g(1-G)}{\omega L_s}(\theta - \theta_7), & \theta_7 \leq \theta < \theta_8 \\ i_{L_s}(\theta_8) + \frac{2}{3} \frac{V_g(-G)}{\omega L_s}(\theta - \theta_8), & \theta_8 \leq \theta < \theta_9 \end{cases} \quad (3.22)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
i_{L_s}(\theta_0) = \frac{V_g}{3\omega L_s} (\pi G - 3\pi D - 2\varphi G + \pi DG) \\
i_{L_s}(\theta_1) = \frac{V_g}{3\omega L_s} (3\varphi - 3\pi D + \pi G - \varphi G + \pi DG) \\
i_{L_s}(\theta_2) = \frac{V_g}{3\omega L_s} (3\pi D - 2\pi + 3\pi G + 2\varphi G - 5\pi DG) \\
i_{L_s}(\theta_3) = \frac{V_g}{3\omega L_s} (\pi - 3\pi D + \pi G + 2\varphi G - \pi DG) \\
i_{L_s}(\theta_4) = \frac{V_g}{3\omega L_s} (\pi + 3\varphi - 3\pi D + \pi G + \varphi G - \pi DG) \\
i_{L_s}(\theta_5) = \frac{V_g}{3\omega L_s} (3\pi D - \pi + 3\pi G + 4\varphi G - 7\pi DG) \\
i_{L_s}(\theta_6) = \frac{V_g}{3\omega L_s} (2\pi - 3\pi D - \pi G + 4\varphi G + \pi DG) \\
i_{L_s}(\theta_7) = \frac{V_g}{3\omega L_s} (2\pi + 3\varphi - 3\pi D - \pi G - \varphi G + \pi DG) \\
i_{L_s}(\theta_8) = \frac{V_g}{3\omega L_s} (3\pi D + \pi G + 2\varphi G - 5\pi DG)
\end{array} \right. \quad (3.23)$$

As equações (3.23) representam as condições iniciais de cada etapa de operação do conversor, e que juntamente com (3.22), descrevem matematicamente o comportamento de $i_{L_s}(\theta)$ em função de D , PS e G . Realizou-se o mesmo procedimento para as outras 7 regiões.

3.2.2 Potência ativa

A potência média P_o processada do conversor em regime permanente é obtida através da integração da potência instantânea $p(\theta)$ em um período de chaveamento. Como o transformador trifásico possui três indutâncias de dispersão, a potência total média do conversor será o triplo da energia processada por uma ramificação monofásica.

$$P_o = \frac{3}{2\pi} \int_0^{2\pi} p(\theta) d\theta$$

$$P_o = \frac{3}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{L_s}(\theta) \cdot i_{L_s}(\theta) d\theta \quad (3.24)$$

Devido à simetria das formas de onda da corrente e da tensão, uma análise pode ser realizada a partir de apenas metade do período de comutação.

$$P_o = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi} v_{L_s}(\theta) i_{L_s}(\theta) d\theta \quad (3.25)$$

Aplicando as equações de corrente e tensão na indutância L_s , tem-se a equação (3.26), que representa a potência média processada pelo conversor operando em regime permanente para cada região de operação do conversor.

$$P_o(\varphi, D) = \begin{cases} \frac{2V_g^2 G}{\omega L_s} \left(4D\varphi - 4\pi D^2 + 2\pi D - \frac{3\varphi^2}{2\pi} - \frac{\varphi}{3} - \frac{\pi}{18} \right), & \text{(I)} \\ \frac{2V_g^2 G}{\omega L_s} \left(2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{2\pi D}{3} - \frac{\varphi^2}{\pi} + \frac{\varphi}{3} + \frac{\pi}{6} \right), & \text{(II)} \\ \frac{2V_g^2 G}{\omega L_s} \left(2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{2\pi D}{3} - \frac{\varphi^2}{\pi} + \frac{\varphi}{3} + \frac{\pi}{6} \right), & \text{(III)} \\ \frac{2V_g^2 G}{\omega L_s} \left(2\pi D^2 - 2D\varphi - \frac{10\pi D}{3} + \frac{7\varphi}{3} + \frac{7\pi}{6} \right), & \text{(IV)} \\ \frac{2V_g^2 G}{\omega L_s} \left(4D\varphi - 4\pi D^2 + 2\pi D - \frac{2\varphi^2}{\pi} - \frac{\pi}{9} \right), & \text{(V)} \\ \frac{2V_g^2 G}{\omega L_s} \left(2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{2\pi D}{3} - \frac{3\varphi^2}{2\pi} - \frac{2\varphi}{3} + \frac{\pi}{9} \right), & \text{(VI)} \\ \frac{2V_g^2 G}{\omega L_s} \left(2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{4\pi D}{3} - \frac{3\varphi^2}{2\pi} + \frac{\varphi}{3} - \frac{\pi}{18} \right), & \text{(VII)} \\ \frac{2V_g^2 G}{\omega L_s} \left(4D\varphi - 4\pi D^2 + 2\pi D - \frac{2\varphi^2}{\pi} - \frac{\pi}{9} \right), & \text{(VIII)} \end{cases} \quad (3.26)$$

A partir das equações de potência apresentadas pela equação (3.26), nota-se que o comportamento do fluxo de potência está definido em função do ângulo do PS e da razão cíclica. A potência de base utilizada é definida para $P(90^\circ, 0.5)$, tendo em vista que neste ponto, o conversor opera com a máxima transferência de potência.

$$P_{base}(90^\circ, 0.5) = \frac{28\pi V_i^2}{9\omega L_s} \quad (3.27)$$

Fazendo a divisão de cada equação de potência pela expressão representada pela equação (3.26) tem-se as equações que modelam a potência do conversor em *p.u.* Logo tem-se:

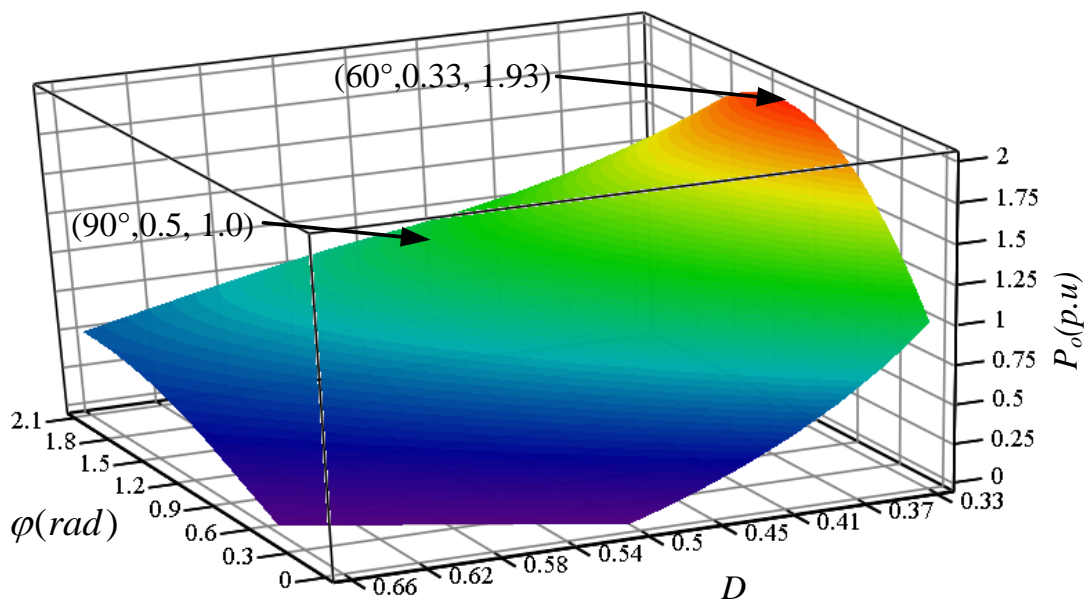
$$P_o(p.u.) = \frac{P_o(\varphi, D)}{P_{base}(90^\circ, 0.5)} \quad (3.28)$$

Substituindo (3.26) e (3.27) em (3.28), temos as equações de potência, na equação (3.29), em *p.u.* para o conversor proposto em cada região de operação.

$$P_o(\varphi, D)_{p.u} = \begin{cases} \frac{9G}{14\pi D^2} \left(4D\varphi - 4\pi D^2 + 2\pi D - \frac{3\varphi^2}{2\pi} - \frac{\varphi}{3} - \frac{\pi}{18} \right), & \text{(I)} \\ \frac{9G}{14\pi D^2} \left(2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{2\pi D}{3} - \frac{\varphi^2}{\pi} + \frac{\varphi}{3} + \frac{\pi}{6} \right), & \text{(II)} \\ \frac{9G}{14\pi D^2} \left(2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{2\pi D}{3} - \frac{\varphi^2}{\pi} + \frac{\varphi}{3} + \frac{\pi}{6} \right), & \text{(III)} \\ \frac{9G}{14\pi D^2} \left(2\pi D^2 - 2D\varphi - \frac{10\pi D}{3} + \frac{7\varphi}{3} + \frac{7\pi}{6} \right), & \text{(IV)} \\ \frac{9G}{14\pi D^2} \left(4D\varphi - 4\pi D^2 + 2\pi D - \frac{2\varphi^2}{\pi} - \frac{\pi}{9} \right), & \text{(V)} \\ \frac{9d}{14\pi D^2} \left(2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{2\pi D}{3} - \frac{3\varphi^2}{2\pi} - \frac{2\varphi}{3} + \frac{\pi}{9} \right), & \text{(VI)} \\ \frac{9G}{14\pi D^2} \left(2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{4\pi D}{3} - \frac{3\varphi^2}{2\pi} + \frac{\varphi}{3} - \frac{\pi}{18} \right), & \text{(VII)} \\ \frac{9G}{14\pi D^2} \left(4D\varphi - 4\pi D^2 + 2\pi D - \frac{2\varphi^2}{\pi} - \frac{\pi}{9} \right), & \text{(VIII)} \end{cases} \quad (3.29)$$

A partir das expressões obtidas em (3.29), pode-se plotar o gráfico de potência do conversor em três eixos, que apresenta-se como ferramenta de análise, podendo de forma visual, estabelecer os pontos de máxima transferência de potência. A FIGURA 3.12 apresenta a curva tridimensional de potência do conversor em função de D e PS para um ganho G unitário.

FIGURA 3.12 - Curva de potência em (p.u) para ganho G unitário



Fonte: Autor próprio

Observa-se pela análise da FIGURA 3.12, que o conversor, quando operando com ganho unitário, possui a potência máxima processada para $P_o(60^\circ, 0.33)_{p.u.}$. Observa-se que os maiores valores de potência processada ocorrem para valores menores de D . Isso, devido ao fato de que para esses casos, a tensão de barramento de baixa tensão é cada vez maior, e como o ganho é unitário, a tensão de saída deve acompanhar proporcionalmente esse crescimento de tensão. Dessa forma, a corrente na indutância de dispersão também deverá crescer, e, conseqüentemente, a potência processada deverá ser maior.

3.2.3 Análise do conteúdo reativo

No item anterior, o comportamento da potência ativa processada pelo conversor foi analisado. Entretanto, para tirar conclusões a respeito da eficiência do conversor, deve-se realizar a análise do conteúdo reativo que flui pelo transformador. Esta análise é importante para identificar pontos ótimos de operação do conversor em regime permanente e dessa forma fazê-lo trabalhar em regiões com alto fator de potência (FP).

A modelagem dos reativos realizada baseia-se em encontrar os valores eficazes da tensão e corrente na indutância de dispersão do transformador. Em itens anteriores, determinou-se o comportamento matemático da tensão e corrente em L_s . Para efeito de modelagem adotou-se que a indutância de dispersão (representada idealmente como a indutância de transferência de energia) está localizada no primário assim os valores de tensão eficaz e corrente também deveram ser modelados para esta condição. Dessa forma, sabe-se que a equação (3.30) é utilizada para determinação do valor eficaz.

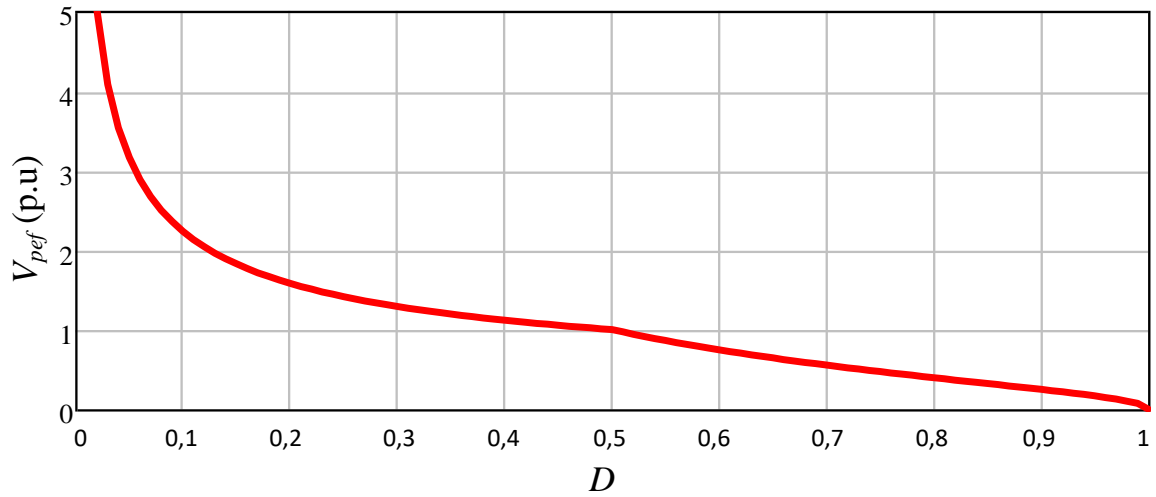
$$F_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [f(\theta)]^2 d\theta} \quad (3.30)$$

Assim, aplica-se a equação (3.12) e (3.22) em (3.30) para a determinação da tensão eficaz V_{pef} e corrente eficaz I_{Lsef} na indutância de dispersão respectivamente. Para a tensão eficaz temos:

$$V_{pef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi [v_p(\theta)]^2 d\theta} \quad (3.31)$$

$$V_{pef} = \begin{cases} V_i \sqrt{\frac{2}{D}} & D \leq 0,5 \\ \frac{V_i}{D} \sqrt{2(1-D)} & D \geq 0,5 \end{cases} \quad (3.32)$$

FIGURA 3.13 - Tensão Eficaz no primário

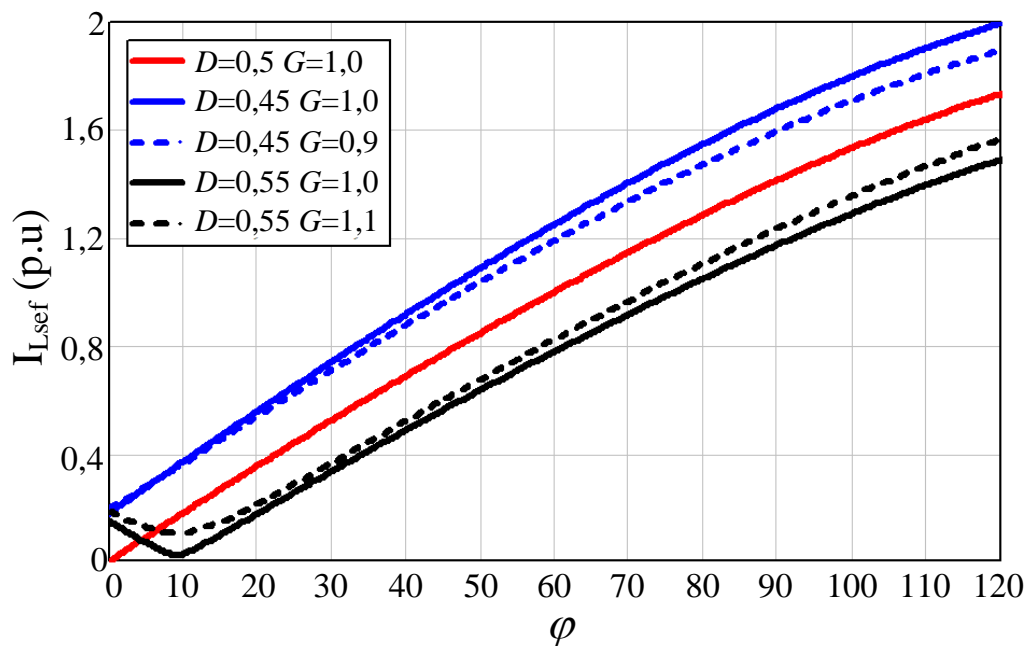


Fonte: Próprio autor

Para a corrente eficaz $I_{L_{sef}}$, não serão apresentadas as equações que modelam seu comportamento devido suas extensões, e que, para efeitos de formatação do texto, preferiu-se omiti-las do corpo do texto. Entretanto, podem ser consultadas no APÊNCIDE A.

$$I_{L_{sef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [i_{L_s}(\theta)]^2 d\theta} \quad (3.33)$$

FIGURA 3.14 - Corrente Eficaz na indutância de dispersão



Fonte: Próprio autor

A tensão eficaz, FIGURA 3.13, no primário é caracterizada basicamente pela razão cíclica, tendo em vista o estágio elevador na entrada como citado em itens anteriores. Na FIGURA 3.14, verifica-se que a corrente eficaz pode ser influenciada pelo *phase-shift*, razão cíclica e ganho estático normalizado do conversor. Para ângulos de PS maiores, mais elevada são as correntes eficazes nas indutâncias de dispersão dos transformadores e assim maiores serão os esforços nos semicondutores de potência. A razão cíclica, como também pode ser observada, pode ser ajustada de modo a controlar o valor eficaz da corrente.

Com a modelagem da tensão e corrente eficaz, pode-se determinar matematicamente o comportamento da potência aparente drenada pelo conversor. A equação (3.34) apresenta a expressão utilizada para sua determinação.

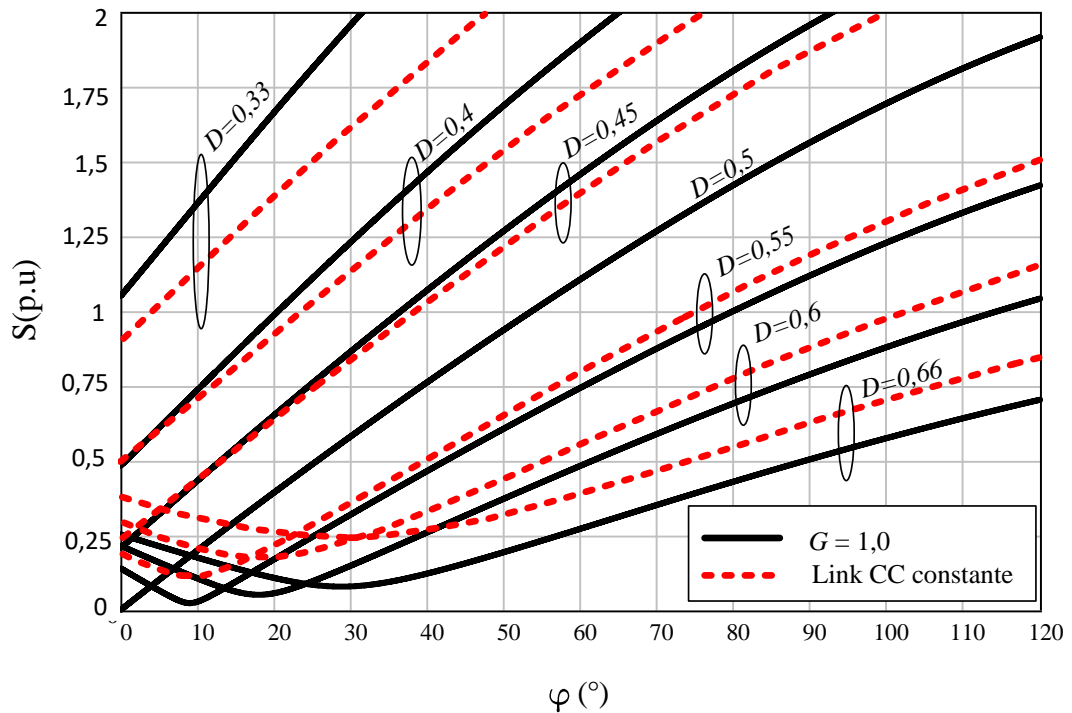
$$S = 3.V_{pef}(\theta).I_{Lef}(\theta) \quad (3.34)$$

A quantidade de reativo processado pelo conversor deve ser uma variável importante a ser analisada. Quando o conversor possui uma quantidade relativamente alta de reativos, sem considerar os reativos necessários para produção de fluxo magnético nos transformadores, significa que esta energia não possui a finalidade de entregar potência elétrica na carga. Para o conversor, essa situação traduz-se em aumento da corrente eficaz nos condutores e semicondutores. Dessa forma, o transformador poderá apresentar volume maior devido ao aumento de bitola de condutores, e conseqüentemente aumento de massa; os semicondutores apresentaram aumento de perdas por condução, o que na prática levaria a definir estratégias de resfriamento, como a utilização de dissipadores de calor e/ou ventilação forçada. Esses conseqüentes efeitos levariam ao conversor redução de eficiência de conversão elétrica, redução da densidade de potência e perda de rendimento.

Para o conversor operando com ganho normalizado unitário, plotou-se na FIGURA 3.15, o comportamento da potência aparente para diferentes valores de razão cíclica. Observa-se que quanto menor o valor de D , maior é o valor da potência aparente drenada pelo conversor. Como foi analisado em tópicos anteriores, esse efeito deve-se ao crescimento exponencial da tensão no barramento de baixa tensão.

Entretanto, para aplicações em que o conversor opera conectado a um barramento de tensão, variações na tensão de entrada influenciará a tensão de saída caso o conversor opere com ganho unitário. A estratégia de controle a ser implementada (não é escopo do presente trabalho), deverá alterar as variáveis de controle de modo a ajustar o ganho estático do conversor e manter a saída de tensão regulada à do barramento.

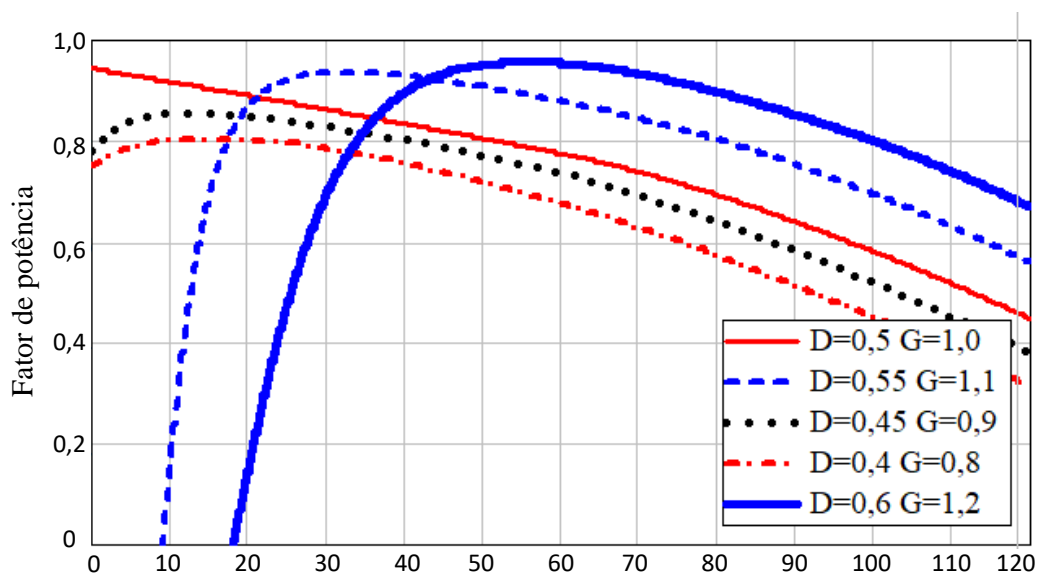
FIGURA 3.15 - Curvas de potência aparente para operação em ganho unitário



Fonte: Próprio autor

Assim, as curvas pontilhadas na figura acima, mostram o comportamento da potência aparente quando o conversor é ajustado de modo a apresentar a condição de tensão constante na saída e assim reproduz as condições de processamento de energia em regime permanente após esse ajuste.

FIGURA 3.16 - Fator de potência



Fonte: Próprio autor

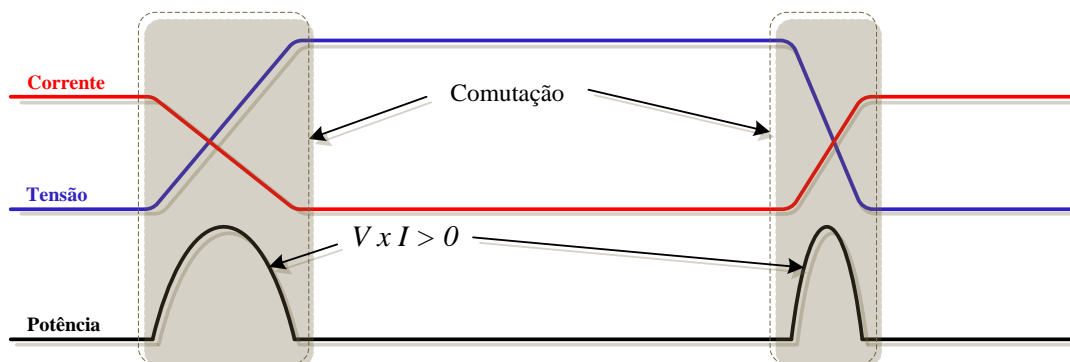
Observa-se pela FIGURA 3.16, que, para valores elevados de *phase-shift*, há uma queda considerável do fator de potência do conversor. Verifica-se que quando operando com $D = 0,5$ e ganho unitário, o conversor possui elevado fator de potência apenas para ângulos de PS próximos a zero. Para $D = 0,55$ e $D = 0,6$ o conversor apresenta boas condições de operação quanto ao FP para ângulos entre 20° e 60° . Para a razão cíclica menor que 0,5 verifica-se que há um FP abaixo de 0,9 para toda a faixa de operação do conversor. Para ângulos acima de 50° , verifica-se que o FP, em ambos os casos, já opera abaixo de 0,8 e que esse efeito infere que há um considerável conteúdo reativo fluindo pelo transformador.

3.3 Caracterização da Comutação

A caracterização da comutação dos interruptores é um fator importante quando trata-se das topologias de conversores CC-CC isolados bidirecionais atualmente desenvolvidas. A busca da comunidade científica em desenvolver conversores com maior potência e melhor eficiência fez com que estudos voltados para a redução das perdas energéticas ganhassem destaque (SANTOS, 2011) e (PENG, LI, *et al.*, 2004). Um dos pontos a levar-se em consideração em relação às perdas energéticas em conversores CC-CC é associado à comutação dos interruptores.

Neste sentido, pode-se caracterizar a comutação dos interruptores como dissipativa, ou seja, aquela que por questões da natureza do chaveamento, dissipa energia. Ou ainda, como suave ou *soft-switching*, esta que por sua vez, não dissipa energia. Em termos técnicos, pode-se dizer que a comutação suave ocorre quando, durante o período de chaveamento, o produto entre tensão e corrente é nulo (RASHID, 1999) e (MOHAN, 2014).

FIGURA 3.17 - Comutação dissipativa em dispositivos chaveadores

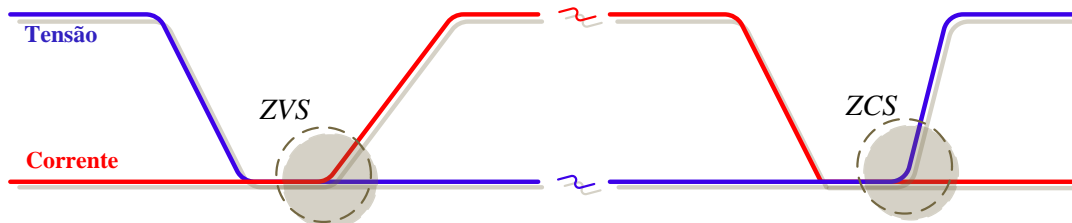


Fonte: Adaptada de (RASHID, 1999)

Na FIGURA 3.17, pode-se observar que, durante a comutação de um interruptor de potência, há na corrente e tensão um transiente entre um estado e outro, o que na prática produz perda de potência no componente. Essa perda de potência pode elevar os esforços nos semicondutores e conseqüentemente reduzir a eficiência do conversor.

Para que ocorra a comutação suave, o conversor deve funcionar de tal forma a garantir que o transiente de tensão e corrente nos semicondutores durante o ligamento e desligamento não ocorram simultaneamente. Assim, a comutação suave pode caracterizar-se principalmente de duas formas: Comutação ZVS e ZCS (*Zero Current Switching* – Comutação sob tensão nula). A comutação ZVS ocorre quando o interruptor conduz somente após o seu completo ligamento, ou seja, após o transiente de tensão. Neste caso, a corrente estaria sendo drenada pelos diodos antiparalelos antes do ligamento. Outra condição que pode ser atendida é a comutação ZCS, em que antes do desligamento integral da chave, a corrente novamente inverte de sentido para que os diodos possam drenar a corrente (MOHAN, 2014). As duas condições podem ocorrer simultaneamente em um período, como pode ser visto na FIGURA 3.18, neste caso caracterizando a comutação por tensão e corrente nula (*Zero Voltage Zero Current Switching* – ZVZCS).

FIGURA 3.18 - Comutação ZVS e ZCS em dispositivos chaveadores



Fonte: Próprio Autor

Segundo De Donker (1991), o ganho estático do conversor pode ser ajustado através das técnicas de controle para que o conversor possa operar com comutação suave. A mesma técnica é abordada nos trabalhos de Wang e Li (2012), Oliveira Filho (2015), Santos (2011) e Peng e Li (2004), e trata-se, através de modelagem matemática, de definir as regiões em um gráfico de potência, em que o conversor opera com comutação ZVS.

A técnica baseia-se em analisar pontos nas formas de onda da corrente do transformador e nos indutores CC de forma a garantir as condições de comutação suave. Através do auxílio de *softwares* de simulação, pode-se fazer inferências a respeito dessas formas-de-onda e verificar em que condições a comutação suave ocorre. Para o conversor em

estudo, observou-se que para os interruptores superiores no primário, a condição para que ocorra comutação ZVS é:

$$i_{L_s}(0) - i_{cc}(0) < 0 \quad (3.35)$$

Ainda no primário, a condição para que ocorra comutação ZVS nos interruptores inferiores é dada pela equação (3.36).

$$i_{cc}(2D\pi) - i_{L_s}(2D\pi) < 0 \quad (3.36)$$

No secundário, devido a razão cíclica ser fixa em 0,5, a condição de comutação ZVS, ver equação (3.37), é a mesma para os interruptores superiores e inferiores.

$$i_{L_s}(\varphi) < 0 \quad (3.37)$$

Com as seguintes condições, pode-se estabelecer os valores de G em que a comutação suave nos interruptores são obedecidas. Assim, substitui-se na equação de potência (3.29), os valores correspondentes de ganho estático que o conversor opera em comutação ZVS. As equações (3.38), (3.39), (3.40), apresentam as expressões que representam os ganhos para que ocorra comutação suave nos interruptores superiores primários, inferiores primários e interruptores no secundário respectivamente.

$$G_{sup} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{D \left[6\pi V_i^2 \left[(1-D)L_s + L_{cc} \right] + \omega L_s L_{cc} P_o(\varphi, G) \right]}{2L_{dc} V_i^2 (\pi - 2\varphi + \pi D)}, \text{I} \\ \frac{D \left[6\pi V_i^2 \left[(1-D)L_s + L_{cc} \right] + \omega L_s L_{cc} P_o(\varphi, G) \right]}{2L_{dc} V_i^2 (\pi - 2\varphi + \pi D)}, \text{II} \\ \frac{6\pi V_i^2 (D-1)(L_{cc} + DL_s) - \omega DL_s L_{cc} P_o(\varphi, G)}{2L_{cc} V_i^2 (2\varphi - 2\pi + \pi D)}, \text{III} \\ \frac{6\pi V_i^2 (D-1)(L_{cc} + DL_s) - D\omega L_s L_{cc} P_o(\varphi, G)}{2L_{cc} V_i^2 (2\varphi - 2\pi + \pi D)}, \text{IV} \\ \frac{18\pi V_i^2 (D-1)(L_{cc} + DL_s) - 3D\omega L_s L_{cc} P_o(\varphi, G)}{2L_{cc} V_i^2 (12\varphi - 8\pi + 3\pi D)}, \text{V} \\ \frac{18\pi V_i^2 (D-1)(L_{cc} + DL_s) - 3D\omega L_s L_{cc} P_o(\varphi, G)}{2L_{dc} V_i^2 (12\varphi - 8\pi + 3\pi D)}, \text{VI} \\ \frac{3D \left[6\pi V_i^2 (L_s + L_{cc} - DL_s) + \omega L_s L_{cc} P_o(\varphi, G) \right]}{2L_{cc} V_i^2 (5\pi - 12\varphi + 3\pi D)}, \text{VII} \\ \frac{3D \left[6\pi V_i^2 (L_s + L_{cc} - DL_s) + \omega L_s L_{cc} P_o(\varphi, G) \right]}{2L_{cc} V_i^2 (5\pi - 12\varphi + 3\pi D)}, \text{VIII} \end{array} \right. \quad (3.38)$$

$$G_{inf} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{3D \left[6\pi V_i^2 (L_s + L_{cc} - DL_{L_s}) - \omega L_s L_{cc} P_o (\varphi, G) \right]}{2L_{cc} V_i^2 (7\pi + 12\varphi - 27\pi D)}, \text{I} \\ \frac{D \left[6\pi V_i^2 (DL_s - L_s - L_{cc}) + \omega L_s L_{cc} P_o (\varphi, G) \right]}{2L_{cc} V_i^2 (\pi + 2\varphi - 5\pi D)}, \text{II} \\ \frac{6\pi V_i^2 (1-D)(L_{cc} + DL_s) - D\omega L_s L_{cc} P_o (\varphi, G)}{2L_{cc} V_i^2 (2\varphi - 3\pi D)}, \text{III} \\ \frac{6\pi V_i^2 (1-D)(L_{cc} + DL_s) - D\omega L_s L_{cc} P_o (\varphi, G)}{2L_{cc} V_i^2 (2\varphi + 4\pi - 5\pi D)}, \text{IV} \\ \frac{3 \left[6\pi V_i^2 (D-1)(L_{cc} + DL_{L_s}) + D\omega L_s L_{cc} P_o (\varphi, G) \right]}{2L_{cc} V_i^2 (4\pi + 12\varphi - 21\pi D)}, \text{V} \\ \frac{6\pi V_i^2 (1-D)(L_{cc} + DL_s) - D\omega L_s L_{cc} P_o (\varphi, G)}{2L_{cc} V_i^2 (2\varphi - 3\pi D)}, \text{VI} \\ \frac{3D \left[6\pi V_i^2 (DL_s - L_s - L_{cc}) + \omega L_s L_{cc} P_o (\varphi, G) \right]}{2L_{dc} V_i^2 (5\pi + 6\varphi - 15\pi D)}, \text{VII} \\ \frac{3D \left[6\pi V_i^2 (DL_s - L_s - L_{cc}) + \omega L_s L_{cc} P_o (\varphi, G) \right]}{2L_{cc} V_i^2 (7\pi + 12\varphi - 27\pi D)}, \text{VIII} \end{array} \right. \quad (3.39)$$

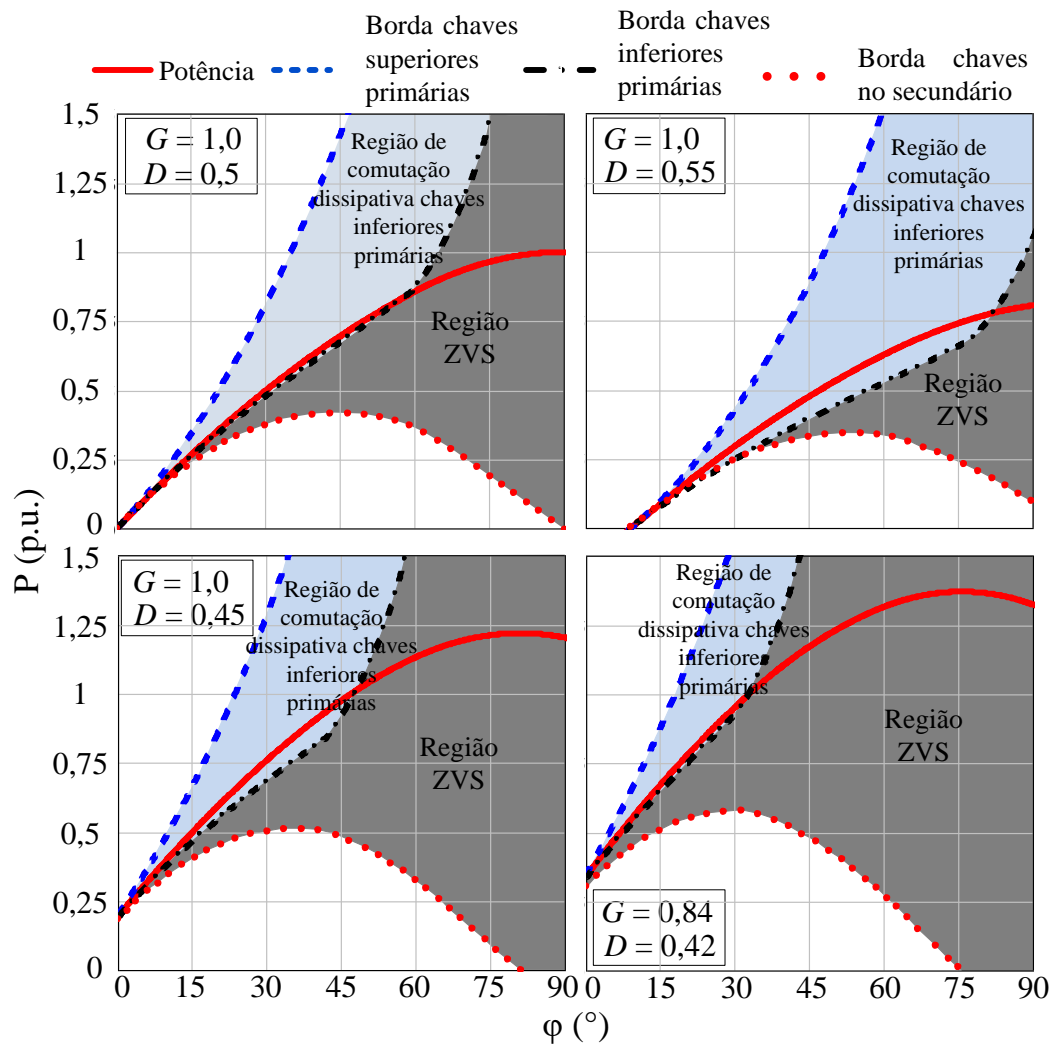
$$G_{sec} = \left\{ \begin{array}{ll} -\frac{9\varphi - 9\pi D}{5\pi - 3\pi D}, \text{I} & -\frac{3\varphi - 3\pi D}{\pi - \varphi + \pi D}, \text{II} \\ -\frac{3\varphi - 3\pi D}{\pi - \varphi + \pi D}, \text{III} & \frac{3D - 3}{D - 2}, \text{IV} \\ -\frac{9\varphi - 9\pi D}{4\pi + 3\varphi - 3\pi D}, \text{V} & -\frac{9\varphi - 9\pi D}{2\pi + 3\pi D}, \text{VI} \\ -\frac{3\varphi - 3\pi D}{\pi + \pi D}, \text{VII} & -\frac{9\varphi - 9\pi D}{4\pi + 3\varphi - 3\pi D}, \text{VIII} \end{array} \right. \quad (3.40)$$

Com isso, constroem-se as denominadas curvas de bordas, ou seja, curvas que delimitam em um gráfico de potência as regiões entre a comutação dissipativa e a comutação suave. Dessa forma, pela análise gráfica dessas curvas, definem-se as regiões ideais de operação do conversor para o mesmo operar com comutação suave. A análise das curvas baseia-se em determinar a região de interseção entre a comutação ZVS para todos os interruptores. Assim, o gráfico apresentado na FIGURA 3.19, apresenta as curvas de borda para o conversor operando em quatro condições distintas.

Como pode-se observar, as curvas apresentadas possuem bem definidas as regiões de operação do conversor onde ocorre a comutação ZVS. Pode-se então, a partir destas curvas, observar o comportamento da comutação dos interruptores quando variam-se os parâmetros de controle do conversor. Observa-se que em praticamente todos os casos apresentados, ocorre comutação suave nos interruptores superiores no primário e em todos os

interruptores no secundário para praticamente todos os ângulos de PS. Essa conclusão pode ser realizada, a partir da análise da curva de potência. Quando a curva de potência (curva contínua) está dentro da região ZVS, infere que todos os interruptores estão operando com comutação ZVS. Quando a curva de potência está na região entre as curvas de borda das chaves superiores e inferiores primárias, os interruptores inferiores no primário estão em comutação dissipativa.

FIGURA 3.19 - Curvas de borda para o conversor proposto em p.u



Fonte: Próprio autor

Observa-se que para $D=0,5$ e ganho G unitário, os interruptores trabalham no limite entre a região de comutação dissipativa e ZVS até um ângulo de PS aproximadamente de 60° , operando, após este, em comutação suave. Com o aumento da razão cíclica, observa-se que a faixa de operação em comutação ZVS para todos os interruptores diminuem consideravelmente, enquanto que para a redução de D essa faixa aumenta. O ganho G também interfere no modo de operação quanto à comutação dos interruptores, e assim, pode ser

utilizado como estratégia de controle para reduzir as perdas por comutação. O seu ajuste, como a sua redução, aliado à escolha adequada de D e PS, pode aumentar a faixa de operação em comutação ZVS e, assim, apresenta-se como uma característica importante, tendo em vista que o conversor consegue ajustar o ganho em função da variação de D , como verifica-se na equação (3.10).

Outra observação importante é que, quando operando em ângulos de *phase-shift* próximos de zero, o conversor apresenta os interruptores trabalhando próximos de regiões limites de comutação dissipativa. Na prática, o ângulo de PS de trabalho não pode ser pequeno, por causa deste inconveniente, e também não pode ser alto demais, já que segundo Santos (2011), isso poderia fazer o transformador perder eficiência, tendo em vista a circulação excessiva de reativos.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulação para a proposta de conversor CC-CC trifásico isolado com o objetivo de validar a modelagem realizada. As simulações executadas foram realizadas com o *software* PSIM.

Inicialmente, será realizado o cálculo das variáveis mais importantes quanto ao dimensionamento do conversor, com base nos argumentos admitidos quanto ao comportamento do fluxo de potência e caracterização da comutação para validação do modelo proposto. Dessa forma, através das considerações realizadas e determinação dessas variáveis, realizam-se, posteriormente, as simulações referentes ao comportamento do conversor.

Em seguida serão apresentadas as principais formas-de-onda do conversor em regime permanente para as especificações de projeto admitidas. Logo após, serão apresentadas simulações para casos em que variam-se os parâmetros de controle, no caso, o PS e D. Por fim, é avaliado a modelagem de potência do conversor através de análise comparativa entre os resultados teóricos e simulados.

4.1 Especificações e valores nominais assumidos

As especificações e valores assumidos, Tabela 4.1 e Tabela 4.2, para validação do modelo, são realizados de modo que o conversor possua a funcionalidade de conectar um banco de baterias a um barramento de tensão. A tensão de entrada é baseada em um banco de baterias configuradas a apresentar 48V. Na saída, a tensão escolhida é justificada pela utilização de 380V como sendo a tensão mais comum e utilizada em distribuição CC segundo Oliveira Filho (2015), Peng e Li (2004), Wang e Li (2012) e Zhang e Cai (2016).

A razão cíclica de 0,5, juntamente com o ganho G unitário, é utilizada tendo em vista que estes permitem ao conversor operar em uma ampla faixa de comutação suave para as pontes de entrada e saída (embora no primário as chaves inferiores operem perto da região limite de comutação dissipativa). No entanto, como o objetivo é apenas a validação do modelo, esta consideração pode ser assumida.

Tabela 4.1 - Especificações para exemplo de projeto

Tensão de entrada (V_i)	48V
Tensão de saída (V_o)	380V
Potência de saída (P_o)	3,5kW

Fonte: Próprio autor

Tabela 4.2 - Valores assumidos para exemplo de projeto

Frequência de chaveamento (f_s)	20kHz
Ondulação de corrente nos indutores CC (ΔI_{CC})	5%
Razão cíclica (D)	0,5
Ganho estático normalizado (G)	1
<i>Phase-shift</i> (φ)	30°

Fonte: Próprio autor

O ângulo de *phase-shift* utilizado é baseado na análise do capítulo anterior. Como discutido, o ângulo PS não pode assumir valores baixos tendo em vista que o conversor opera em regiões próximas ao limite de comutação dissipativa e, por outro lado, quando para valores altos, o conversor perde eficiência devido à redução do FP. Dessa forma, segundo (SANTOS, 2011), os valores típicos utilizados estão compreendidos entre $15^\circ \leq \varphi \leq 45^\circ$.

4.1.1 Tensão no barramento capacitivo

$$V_g = \frac{V_i}{D} \rightarrow V_g = \frac{48}{0,5} \rightarrow V_g = 96V \quad (4.1)$$

4.1.2 Corrente média na fonte de entrada

Considerando que a potência de saída é igual a da entrada (despreza-se as perdas energéticas no processo), temos:

$$I_i = \frac{P_i}{V_i} \rightarrow I_i = \frac{3500}{48} \rightarrow I_i = 72,92A \quad (4.2)$$

4.1.3 Corrente média na saída

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \rightarrow I_i = \frac{3500}{380} \rightarrow I_i = 9,21A \quad (4.3)$$

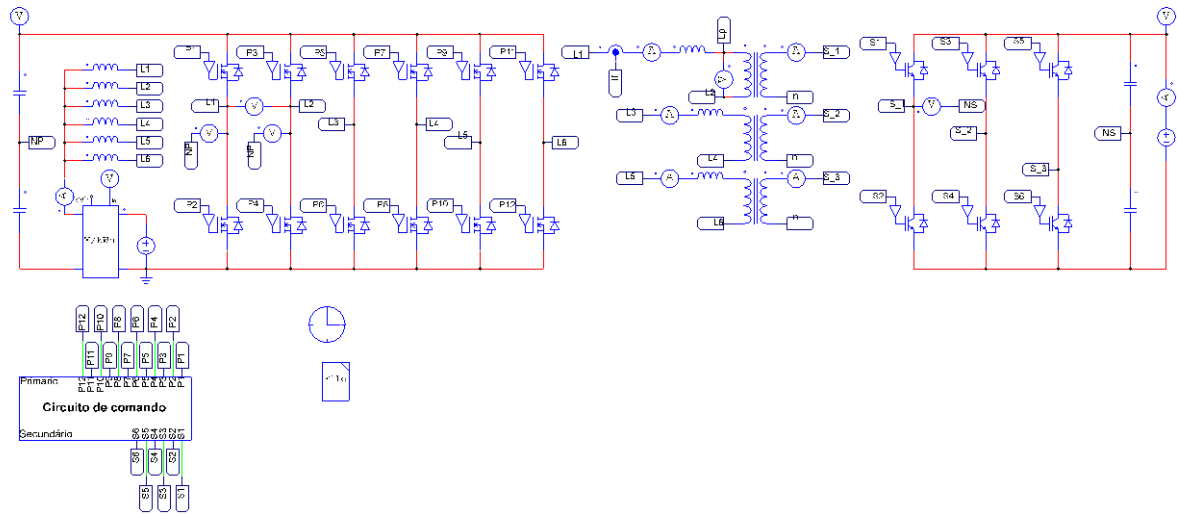
4.1.4 Corrente média nos indutores CC

$$I_{CC} = \frac{P_i}{6V_i} \rightarrow I_i = \frac{3500}{6.48} \rightarrow I_{CC} = 12,15A \quad (4.4)$$

4.1.5 Ondulação de corrente nos indutores CC

$$\Delta I_{CC} = 5\% \cdot I_{CC} \rightarrow \Delta I_{CC} = 5\% \cdot (12,15) \rightarrow \Delta I_{CC} = 0,61A \quad (4.5)$$

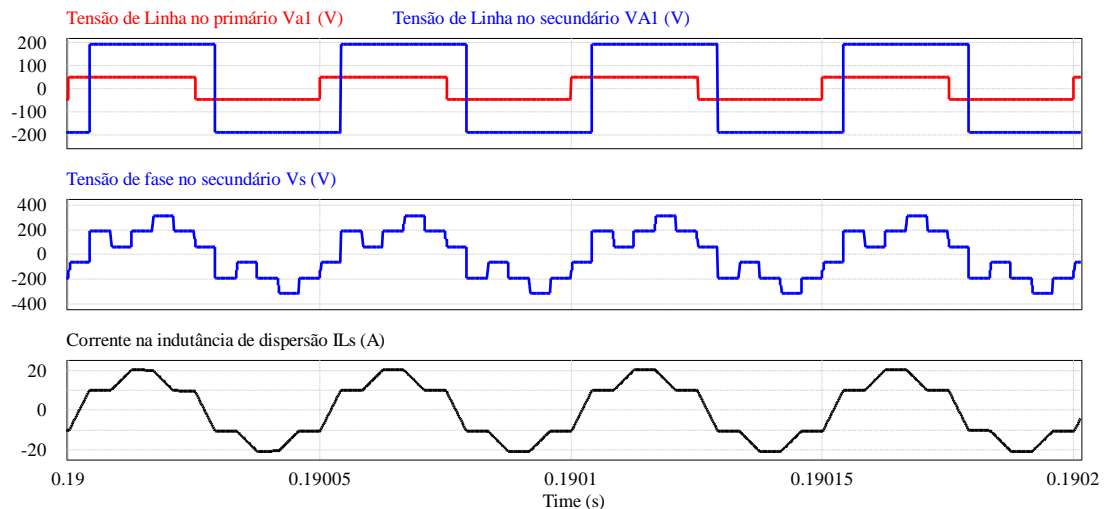
FIGURA 4.2 - Circuito de potência simulado



4.2.1 Principais formas de onda

A FIGURA 4.3 apresenta algumas das principais formas-de-onda obtidas na simulação do conversor para os valores nominais de projeto. Nesta apresenta-se as tensões de linha, que são as medições de tensão do primeiro braço de cada ponte (primária e secundária) ao ponto central do barramento capacitivo. Observa-se que o valor máximo observado é de metade (48V e 190V respectivamente) do valor das tensões nos barramentos de baixa (96V) e alta tensão (380V), e observa-se que há um defasamento entre as duas formas-de-onda, o que representa o ângulo de PS utilizado, no caso de 30° .

FIGURA 4.3 - Tensão de linha no Primário e Secundário, Tensão de fase no Secundário e Corrente de fase no primário

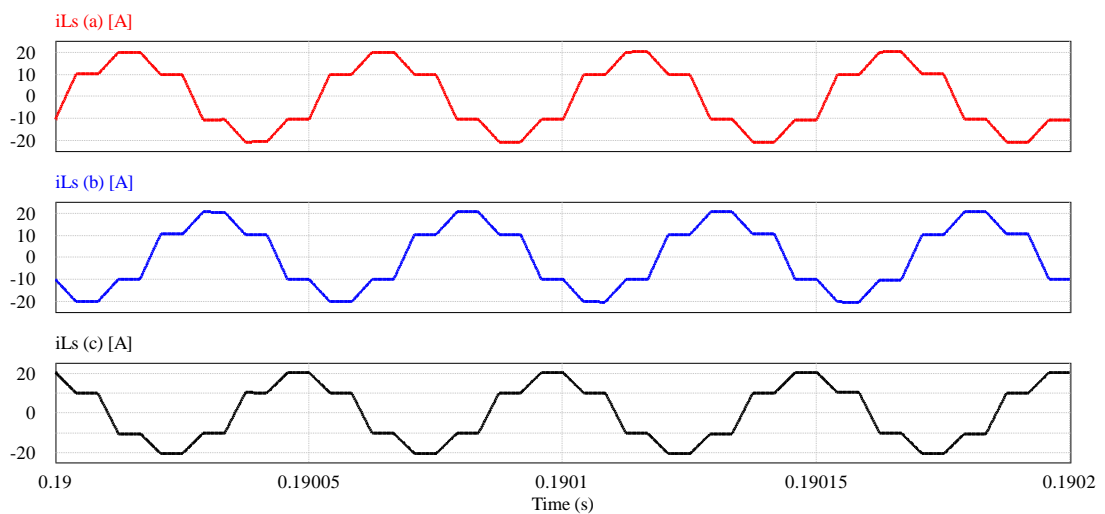


Fonte: Próprio autor

Na mesma figura, observa-se ainda a tensão no enrolamento secundário de cada transformador, onde verifica-se que seu formato possui diversos níveis, caracterizado pela conexão comum da configuração estrela do secundário e o chaveamento dos interruptores.

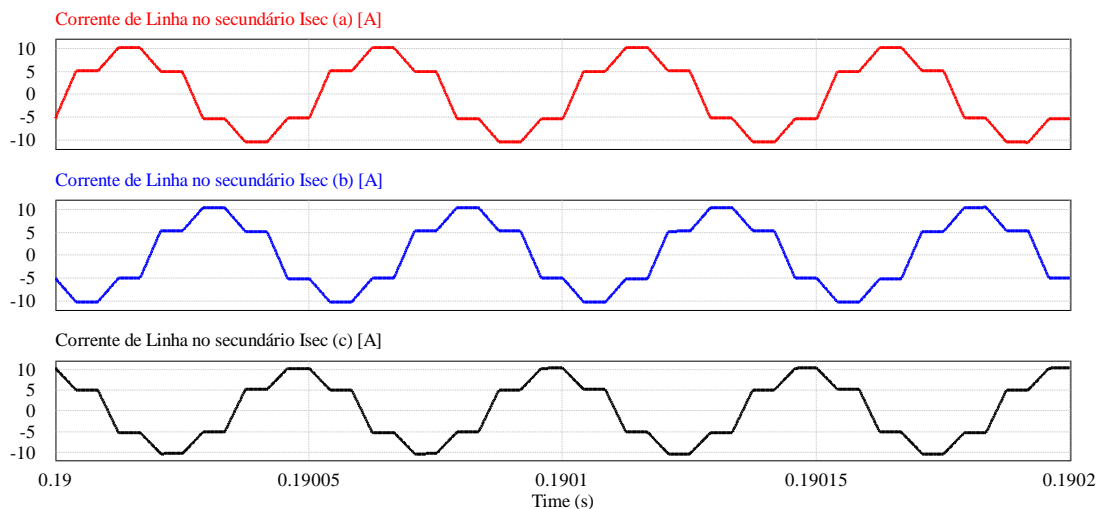
A corrente na indutância de dispersão possui o formato simétrico, como apresentado na FIGURA 3.8. O valor de corrente eficaz verificada foi de 13,81A, valor bem próximo dos 14,10A teórico. A FIGURA 4.4 apresenta a forma de onda da corrente na indutância de dispersão em cada transformador monofásico. Verifica-se que estas apresentam defasamento de 120° , como previsto pelo funcionamento das três pontes H no primário.

FIGURA 4.4 - Corrente na indutância de dispersão nos três transformadores



Fonte: Próprio autor

FIGURA 4.5 - Correntes de Linha no secundário

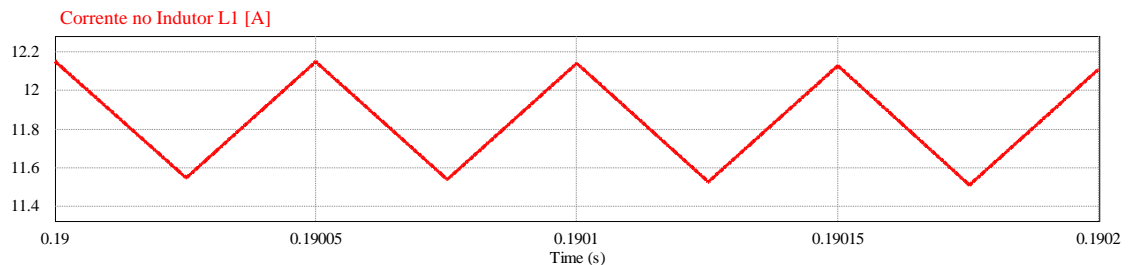


Fonte: Próprio autor

Verifica-se o mesmo comportamento para as correntes de linha do secundário, como pode-se observar na FIGURA 4.5. A corrente eficaz de simulação verificada, 6,98A, apresentou-se próximo do valor teórico de 7,12A.

Nos indutores CC, assim como apresentado no capítulo 3, a corrente não apresenta descontinuidade, como pode ser visto na FIGURA 4.6. A corrente média verificada na simulação é de 11,82A, o que é bem próximo do seu valor nominal. Esses indutores podem ser entendidos como filtros de corrente, e estes têm por característica, determinar a ondulação admitida para o projeto. Para a simulação, observou-se uma ondulação de 0,61A, o que representa 5% do valor da corrente média, exatamente como dimensionado.

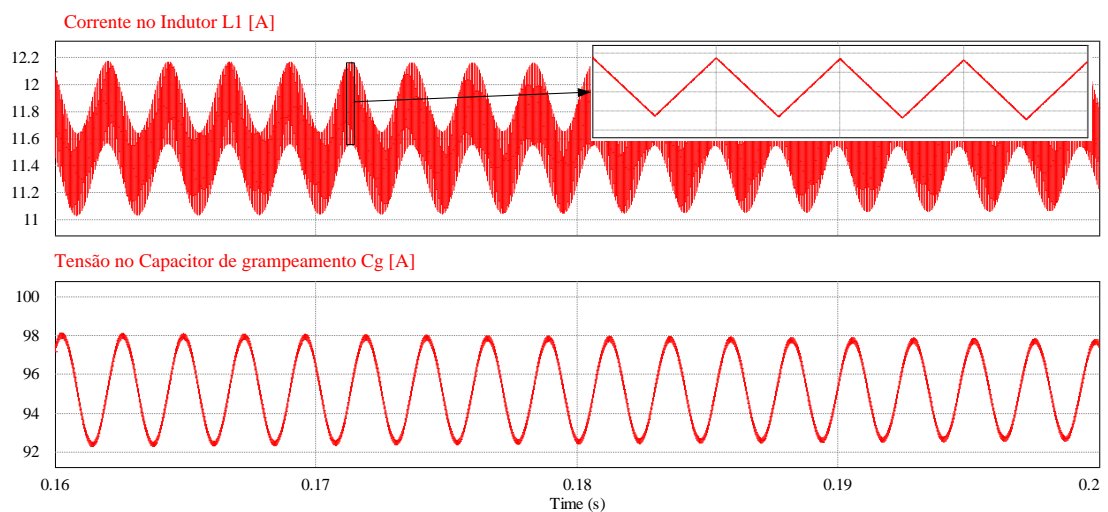
FIGURA 4.6 - Corrente no indutor L1



Fonte: Próprio autor

Como pode-se verificar na FIGURA 4.7, uma ondulação de baixa frequência na corrente nos indutores, que geram seus desequilíbrios, induzem também uma ondulação de baixa frequência na tensão do barramento capacitivo de baixa tensão.

FIGURA 4.7 - Ondulação de baixa frequência no indutor L1 e no barramento capacitivo de baixa tensão



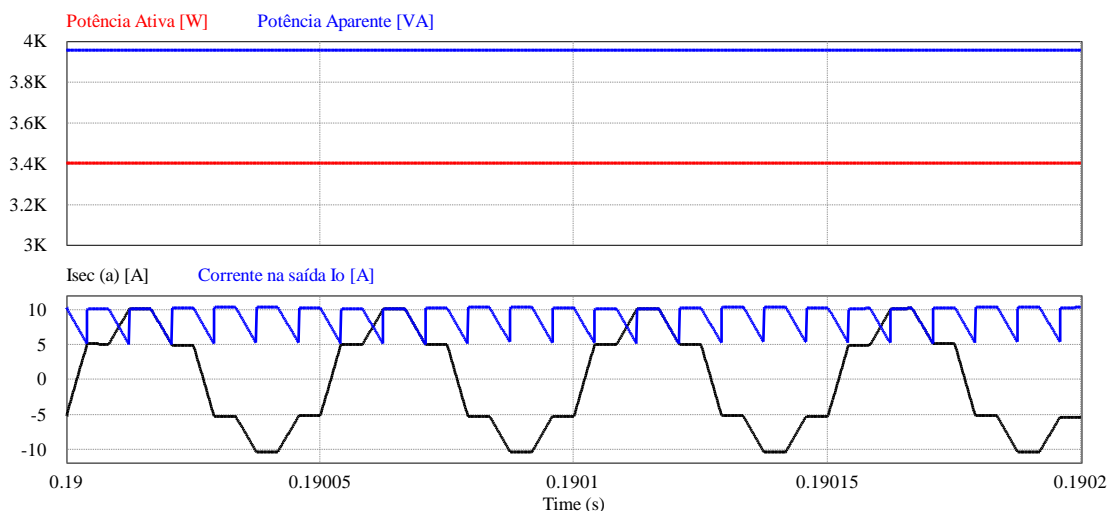
Fonte: Próprio autor

Na prática, esse efeito poderia causar o surgimento de componente CC no transformador e levá-lo a saturação magnética. Uma alternativa seria a utilização de uma malha de controle de corrente para garantir o equilíbrio das correntes nos indutores CC e a utilização de um capacitor de acoplamento para armazenar a componente CC da corrente na indutância de dispersão. Dessa forma, seriam diminuídas ondulações de baixa frequência no barramento de baixa tensão e, conseqüentemente, seriam reduzidas as perdas energéticas nos elementos magnéticos do transformador.

4.2.2 Análise do conteúdo reativo

A FIGURA 4.8 apresenta os valores de potência encontrados para o conversor operando em condições nominais. A potência ativa nominal de projeto de 3,5kW foi bem próxima a 3,402 kW verificado em simulação, aproximadamente 2,8% de erro. A potência aparente verificada apresentou apenas 2,5% de erro comparada ao resultado teórico. Assim como pode-se verificar na FIGURA 3.16, o fator de potência de 0,859 encontrado na simulação apresentou-se praticamente o mesmo da modelagem teórica. A corrente de saída apresenta valor médio de 9,04A, diferindo-se ligeiramente abaixo do valor nominal determinado em 4.1.3.

FIGURA 4.8 - Potência Aparente, Potência Ativa e Corrente na saída

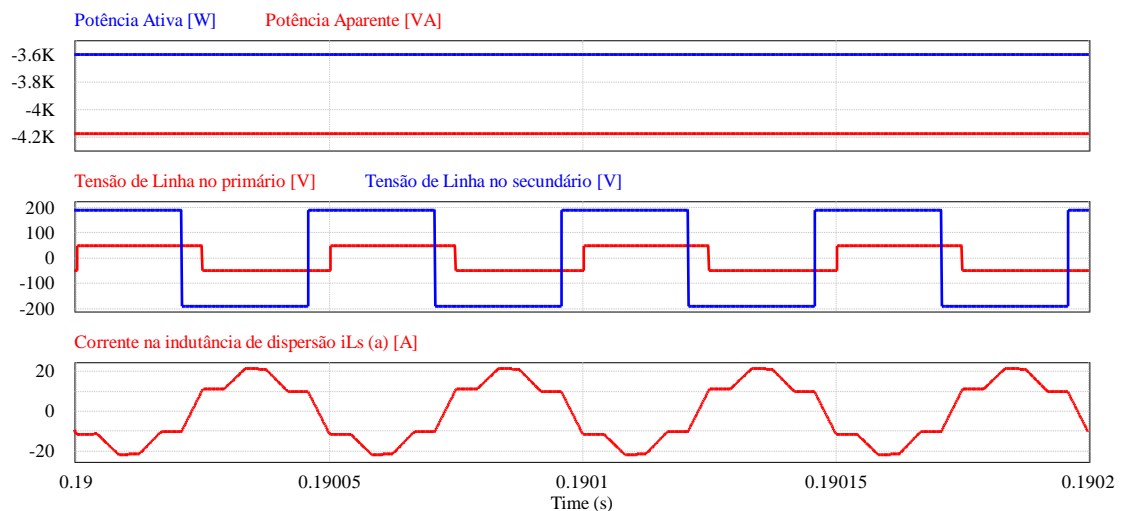


Fonte: Próprio autor

A FIGURA 4.9 apresenta a simulação do conversor operando no modo *buck*, ou seja, quando o fluxo de potência é direcionado para o primário do conversor. Utilizaram-se as

mesmas especificações realizadas, exceto pelo ajuste de PS para -30° . Como mencionado durante o texto, esse ajuste, além de condicionar os níveis de potência do conversor, possibilita que este seja invertido e redirecionado para o lado de baixa tensão. Observa-se que as potências, tanto a aparente quanto ativa, apresentam-se de forma negativa, o que infere que o fluxo de potência no medidor do simulador está no sentido inverso, ou seja, a potência que antes era direcionada para o secundário do conversor, agora está no outro sentido. Outro ponto também mencionado infere que as regiões de operação do conversor são simétricas, ou seja, para que se obtenha o mesmo nível de potência processada no sentido inverso, basta obter o ponto simétrico do valor de ângulo de *phase-shift*.

FIGURA 4.9 - Principais formas de onda para o conversor operando no modo *Buck* (PS= -30° e D=0,5)



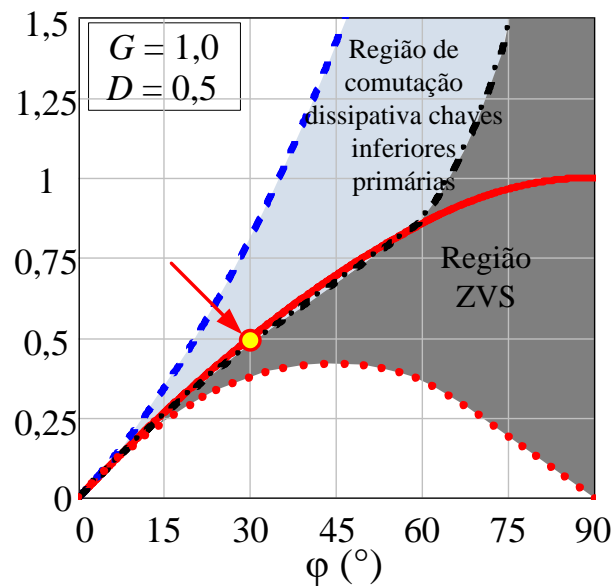
Fonte: próprio autor

Verificou-se que mesmo com pequena diferença quando comparado com o modo *boost*, ainda se obtêm uma ótima aproximação quando comparada com o valor teórico. A potência aparente obtida de 4173VA está bem próxima do teórico (4062VA). A potência ativa, assim como a potência aparente obteve boa aproximação, apresentando apenas 2,9% de erro. Ainda na mesma figura, observa-se que a defasagem entre a tensão de linha do primário em relação ao secundário é invertida quando comparada com a da FIGURA 4.3. É justamente o ajuste desse defasamento que garante o fluxo bidirecional do conversor bem como sua operacionalidade em aplicações onde esta característica é fundamental.

4.2.3 Análise da comutação

Neste item, serão apresentados os resultados de simulação referentes à comutação dos interruptores do conversor proposto. A análise dos resultados está baseada na comparação dos resultados de simulação com as curvas de bordas apresentadas no item 3.3. O ponto de operação nominal do conversor está localizado como indicado na FIGURA 4.10.

FIGURA 4.10 - Curvas de borda e ponto nominal de operação do conversor

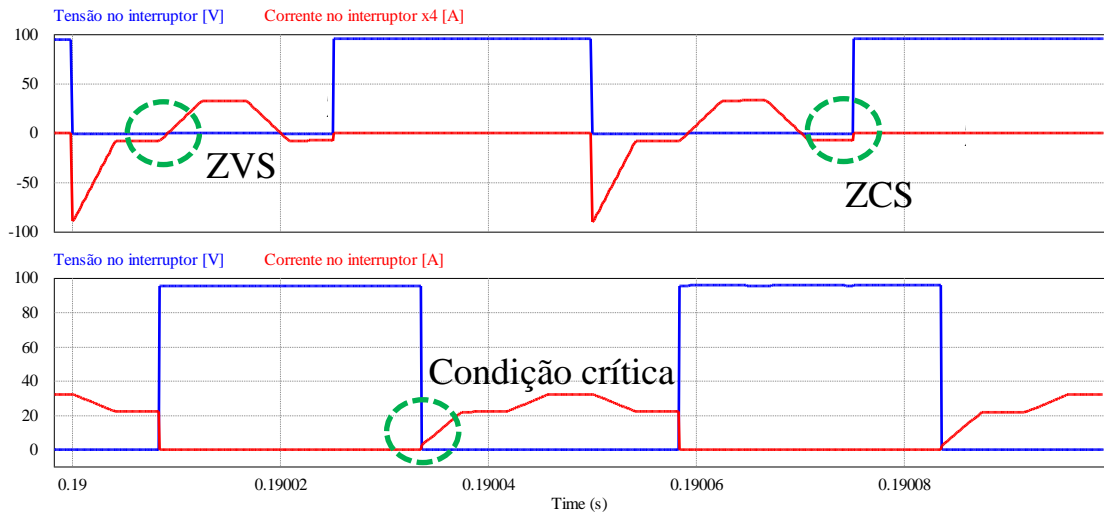


Fonte: Próprio autor

Na FIGURA 4.11, pode-se observar que há comutação do tipo ZVZCS no interruptor superior primário. Essa condição é satisfeita tendo em vista que há, ao mesmo tempo, a comutação ZVS, como previsto pela modelagem referente à comutação ZVS, e pelo fato de que, antes do interruptor ser desligado, a corrente inverte de sentido. Nesse caso o diodo anti-paralelo é encarregado de drenar a corrente. Para a chave inferior, observa-se que esta opera no limite entre a comutação dissipativa e suave. Essa situação pode ser ilustrada pela FIGURA 4.10, onde observa-se que o ponto de operação do conversor está bem próximo da curva de borda.

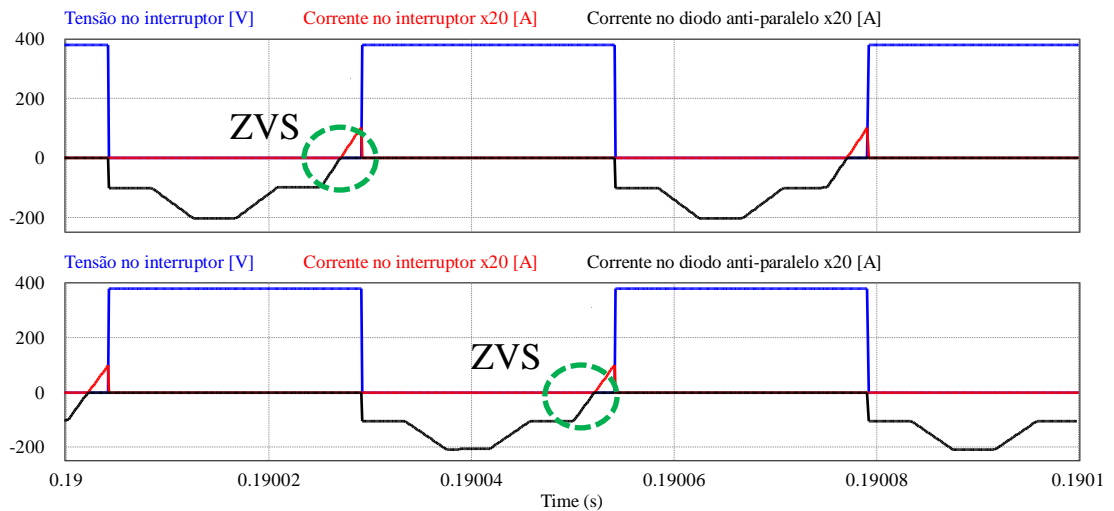
Na figura FIGURA 4.12, observa-se que há comutação do tipo ZVS em ambas as chaves (superior e inferior) do secundário. Verifica-se que a corrente só começa a fluir pelo interruptor depois que a chave já está integralmente acionada, após a rampa de tensão de ligamento. Assim, como observa-se pela a FIGURA 4.10, a comutação desses interruptores estão comportando-se como previsto pela modelagem realizada.

FIGURA 4.11 – Tensão e corrente (multiplicada por 4) chave superior (S_{A1}); Tensão e corrente na chave inferior (S_{C4}); ($PS=30^\circ$, $D=0,5$ e $G=1$)



Fonte: Próprio autor

FIGURA 4.12 – Tensão e corrente (multiplicada por 20) na chave superior ($S_{1'}$) e corrente (multiplicada por 20) no diodo antiparalelo; Tensão e corrente (multiplicada por 20) na chave e inferior ($S_{4'}$) e corrente (multiplicada por 20) no diodo antiparalelo. ($PS=30^\circ$, $D=0,5$ e $G=1$)



Fonte: Próprio autor

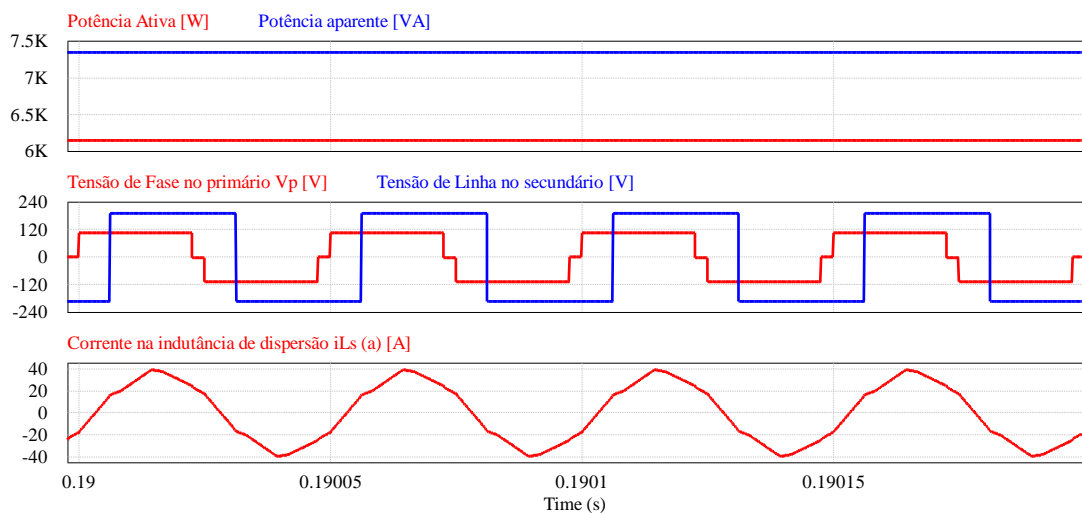
4.3 Análise do conteúdo reativo

Com o objetivo de verificar a validade da metodologia realizada para modelagem do comportamento de potência do conversor proposto, nesta seção será realizada duas

simulações: para o conversor operando com razão cíclica menor e maior que 0,5 respectivamente.

A FIGURA 4.13 apresenta as formas de onda para $PS = 45^\circ$ e $D = 0,45$. Verifica-se pela imagem que a onda v_p apresenta intervalo com nível nulo, característico de razão cíclica diferente de 0,5 (ver FIGURA 3.6). A potência ativa verificada na simulação apresentou-se praticamente a mesma da teórica. Verificou-se na simulação a potência aparente de 7426VA, o que quando comparado com o valor teórico de 7811VA, apresenta um erro de 4,9%. Observa-se também que o formato da corrente na indutância de dispersão do transformador é diferente das ondas verificadas anteriormente. Esse comportamento é esperado, tendo em vista que os intervalos são derivados da razão cíclica e PS, e como estes são alterados, seus formatos também sofrerão alterações.

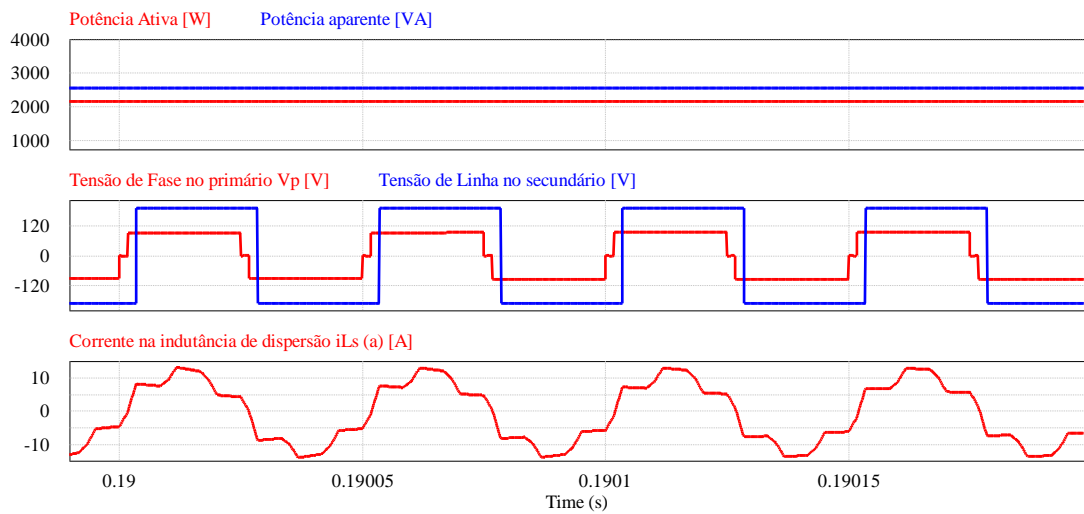
FIGURA 4.13 - Formas de onda para $PS=45^\circ$ e $D=0,45$



Fonte: Próprio autor

Quando há um acréscimo na razão cíclica em relação a 0,5, a forma de onda da tensão de fase no primário apresenta intervalos de nível zero (assim como quando $D < 0,5$). Esse comportamento pode ser observado na FIGURA 4.14. Outra observação importante é que a amplitude desta onda é menor quando comparada a da FIGURA 4.13, tendo em vista que, com o aumento da razão cíclica, o ganho de tensão do estágio *boost* é menor. Verificou-se que o valor da potência ativa e aparente simulada (2153W e 2405VA respectivamente) é bem próximas dos valores teóricos (2206W e 2378VA respectivamente).

FIGURA 4.14 - Formas de onda para PS=25° e D=0,53



Fonte: Próprio autor

4.4 Análise comparativa entre resultados teóricos e simulados

Como verificado no exemplo de projeto, no item 4.2 deste trabalho, a metodologia utilizada permitiu realizar a modelagem do conversor proposto para o comportamento do fluxo de potência e da comutação dos interruptores. Para ter-se uma visão geral da validade do modelo matemático realizado, realizou-se uma série de simulações para com o objetivo de comparar os resultados teóricos e os obtidos através de ambiente de simulação.

A Tabela 4.3 apresenta os resultados obtidos de potência ativa através da modelagem teórica, e através da simulação do conversor operando em diversas condições de operação. Graficamente, os resultados mencionados, são apresentados na FIGURA 4.15. Observa-se o formato parabólico das curvas de potência ativa. Verifica-se que o ganho estático normalizado, assim como a razão cíclica, influencia diretamente o comportamento do fluxo de potência do conversor.

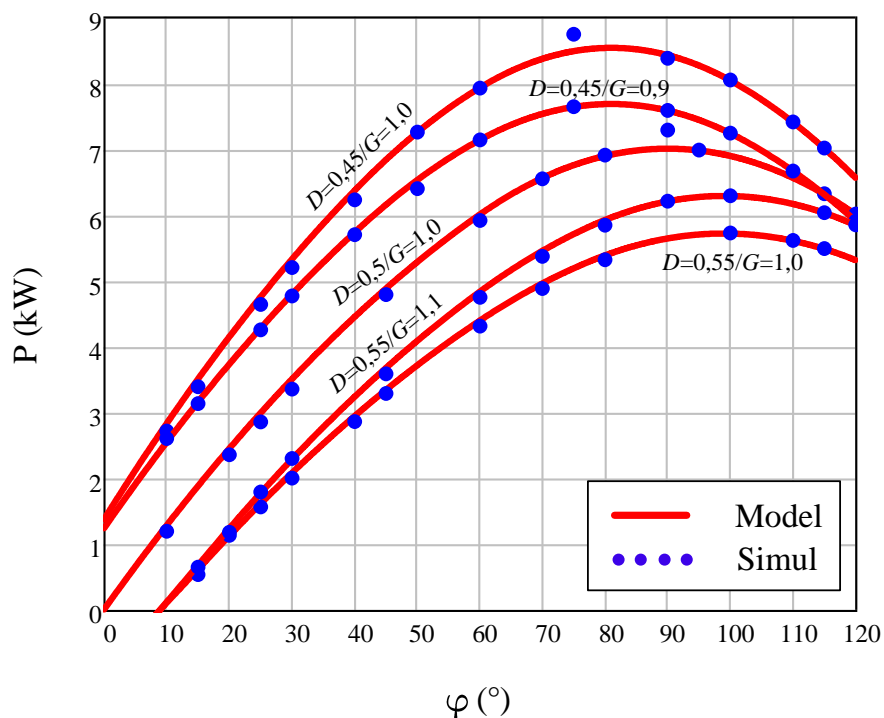
Para $D=0,45$, e ganho G unitário, verificam-se os maiores valores de potência processada para toda a faixa de PS. No entanto, quando mantém-se o barramento de saída constante ($G=0,9$), verifica-se uma de amplitude menor quando comparada a primeira.

Tabela 4.3 - Resultados teóricos e simulados de potência ativa

PS (°)	D=0,45 G=1,0			D=0,45 G=0,9			D=0,5 G=1,0			D=0,55 G=1,1			D=0,55 G=1,0		
	Teór. (W)	Simu (W)	Erro (%)	Teór. (W)	Simu (W)	Erro (%)	Teór. (W)	Simu (W)	Erro (%)	Teór. (W)	Simu (W)	Erro (%)	Teór. (W)	Simu (W)	Erro (%)
10	2824	2712	4,0	2542	2598	2,2	1278	1288	0,8	112	x	x	102	x	x

15	3500	3382	3,4	3150	3126	0,8	1875	x	x	673	643	4,5	612	632	3,3
20	4141	x	x	3727	x	x	2444	2448	0,2	1231	1173	4,7	1119	1128	0,8
25	4748	4632	2,4	4273	4249	0,6	2986	2847	4,7	1769	1767	0,1	1608	1557	3,2
30	5321	5195	2,4	4789	4761	0,6	3500	3402	2,8	2282	2295	0,6	2074	1994	3,9
40	6364	6222	2,2	5727	5694	0,6	4444	x	x	3231	x	x	2938	2855	2,8
45	6830	x	x	6147	x	x	4875	4783	1,9	3668	3579	2,4	3335	3281	1,6
50	7247	7249	0,0	6522	6391	2,0	5278	x	x	4080	x	x	3709	x	x
60	7926	7922	0,1	7133	7132	0,0	6000	5909	1,5	4827	4740	1,8	4388	4305	1,9
70	8365	x	x	7528	x	x	6556	6543	0,2	5448	5363	1,6	4953	4875	1,6
75	8481	8740	3,1	7633	7636	0,0	6750	x	x	5702	x	x	5184	x	x
80	8529	x	x	7677	x	x	6889	6904	0,2	5917	5836	1,4	5379	5315	1,2
90	8420	8375	0,5	7578	7581	0,0	7000	7283	4,0	6200	6204	0,1	5636	x	x
95	8262	x	x	7436	x	x	6972	6980	0,1	6266	x	x	5696	x	x
100	8036	8045	0,1	7232	7234	0,0	6889	x	x	6281	6286	0,1	5710	5717	0,1
110	7399	7407	0,1	6659	6661	0,0	6556	x	x	6160	x	x	5600	5608	0,1
115	7003	7010	0,1	6303	x	x	6306	6314	0,1	6023	6030	0,1	5476	5483	0,1
120	6556	x	x	5900	5899	0,0	6000	6008	0,1	5836	5843	0,1	5306	x	x

FIGURA 4.15 - Comparação entre os resultados de simulação e teóricos para a potência ativa do conversor em função do PS e D.



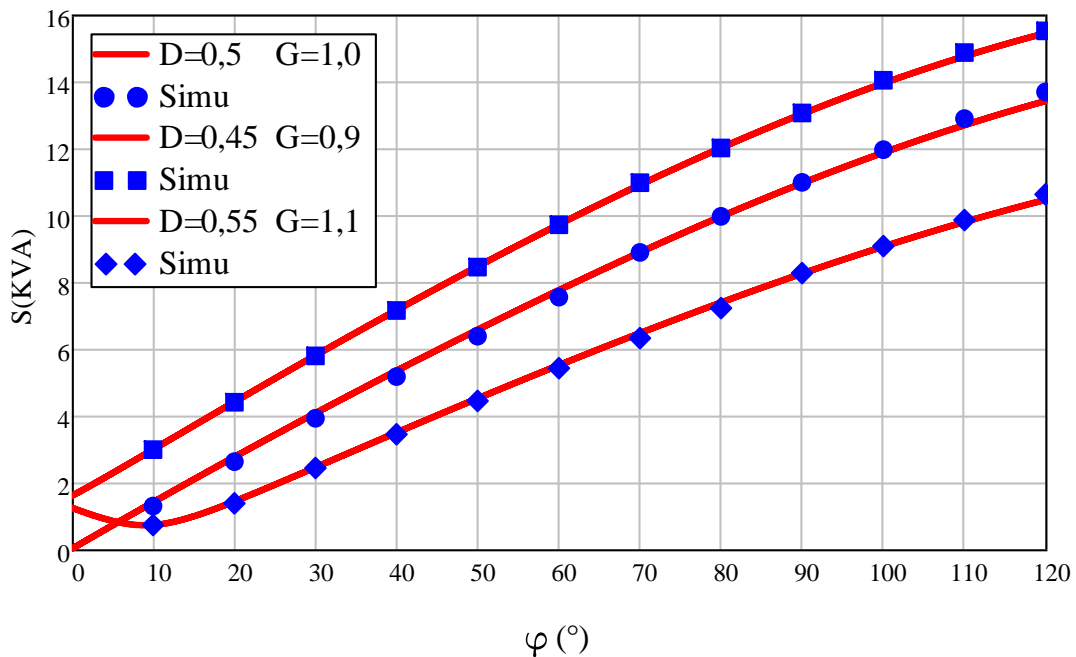
Fonte: Próprio autor

Com a redução da razão cíclica, observa-se que os valores de potência processada diminuem. Para o caso de $D=0,5$ e $G=1$, observa-se que a curva mantém-se em uma zona intermediária entre as curvas com razão cíclica diferente. Uma característica específica desta

curva, é que, esta, parte da origem do plano (φ, P). Os menores valores de potência processada pelo conversor são encontrados para $D=0,55$ e $G=1$. Entretanto, em todas as curvas, o valor máximo de potência ativa encontrada é para ângulos de PS entre 70° e 100° . O maior erro verificado entre os resultados teóricos e simulado foi de 4,7%.

Realizou-se o mesmo procedimento anterior, para análise comparativa, entre os resultados teóricos e simulados, de potência aparente processada pelo conversor. A Tabela 4.4 apresenta os resultados obtidos com a modelagem teórica do conversor, assim como, os resultados obtidos em simulação. Assim como observado nas curvas de potência ativa, o comportamento de potência aparente processada (FIGURA 4.16) apresenta os maiores valores para menores valores de D . Entretanto, para ângulos a partir de 20° , as curvas apresentam-se de forma aproximadamente linear, diferentemente das observadas para potência ativa. O maior erro verificado entre os resultados teóricos e de simulação foi de 5,8%.

FIGURA 4.16 - Comparação entre os resultados de simulação e teóricos para a potência aparente do conversor em função do PS e D.



Fonte: Próprio autor

Tabela 4.4 - Resultados teóricos e simulados de potência aparente

PS (°)	D=0,45 d=0,9			D=0,5 d=1			D=0,55 d=1,1		
	Teórico (VA)	Simulado (VA)	Erro (%)	Teórico (VA)	Simulado (VA)	Erro (%)	Teórico (VA)	Simulado (VA)	Erro (%)
10	2974	2971	0,1	1394	1313	5,8	712	710	0,3
20	4397	4389	0,2	2749	2614	4,9	1417	1360	4,1

30	5793	5784	0,2	4062	3909	3,8	2438	2418	0,8
40	7150	7136	0,2	5333	5162	3,2	3481	3427	1,5
50	8461	8437	0,3	6562	6373	2,9	4505	4433	1,6
60	9716	9714	0,0	7746	7545	2,6	5500	5410	1,6
70	10900	10974	0,7	8882	8881	0,0	6461	6308	2,4
80	12010	12005	0,0	9955	9960	0,1	7379	7209	2,3
90	13030	13062	0,2	10950	10981	0,3	8247	8256	0,1
100	13950	14043	0,7	11870	11964	0,8	9054	9075	0,2
110	14760	14870	0,7	12690	12892	1,6	9792	9855	0,6
120	15450	15523	0,5	13420	13692	2,0	10460	10623	1,6

A otimização dos resultados em regime permanente, pode ser realizada a partir de uma malha de controle para realizar a manutenção da tensão média no barramento de baixa tensão, como citado em tópicos anteriores. Verificou-se que, dependendo do nível de potência reativa fluindo pelo conversor, o barramento de tensão começa a apresentar uma ondulação de baixa frequência, e que este, influencia diretamente no erro causado entre a modelagem e a simulação da potência aparente.

5 CONCLUSÕES

O trabalho apresentou a análise de um conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional alimentado em corrente com comutação suave. As topologias que vêm sendo desenvolvidas nos últimos anos que buscam o melhoramento de sistemas CC-CC foram importantes na avaliação e escolha das técnicas a serem utilizadas.

A utilização da técnica de *phase-shift* garante ao conversor a capacidade de processamento bidirecional de energia. Essa característica é essencial à difusão de tecnologias que possuem armazenadores de energia como alternativa para intermitência na geração de energia renovável. A utilização dos indutores na entrada dá ao conversor um ganho de tensão entre a fonte ao barramento de baixa tensão, o que permite, com o seu ajuste, o controle do ganho estático do conversor com mais flexibilidade. Outra vantagem desta conexão de entrada é a baixa ondulação da corrente na fonte, o que para a utilização de baterias, apresenta-se como uma característica importante para ampliação da vida útil desses componentes.

A utilização das três pontes H, justamente com a conexão delta aberto-estrela, permite ao conversor elevar o nível de potência processada pelo paralelismo de fases, tendo em vista que essa condição distribui melhor a corrente nos interruptores, diminuindo as perdas por condução. O dobro de ganho de tensão obtido com a conexão dos transformadores monofásicos otimiza sua funcionalidade, reduzindo as perdas no cobre.

A modelagem realizada para caracterização da comutação mostrou-se uma ferramenta importante quanto à determinação do ponto nominal de operação do conversor. Através das curvas de borda obtidas, juntamente com a flexibilidade da manipulação da tensão do barramento de entrada, pode-se estabelecer estratégias de controle de ganho do conversor, para que as perdas por comutação sejam mitigadas, aumentando a densidade de potência e a eficiência na conversão elétrica.

Os resultados de simulação mostraram-se satisfatórios quanto à validade da modelagem matemática realizada. Verificou-se que a metodologia utilizada pela literatura, que baseia-se em modelar a forma de onda da corrente na indutância de dispersão do transformador, mostrou-se confiável quanto à aproximação dos resultados para o exemplo de projeto realizado. O erro máximo verificado para a modelagem da potência ativa em relação às simulações foi de 4,7%, enquanto que para a potência aparente foi de 5,8%.

Para trabalhos futuros, incluem:

- Utilização de uma malha de controle de corrente nos indutores CC. Observou-se que o desequilíbrio nessas correntes, provocam pequenas oscilações de baixa tensão no

barramento de baixa tensão, e dessa forma, facilita o aparecimento de componente CC na corrente da indutância de dispersão do transformador;

- Modelagem do sistema de monitoramento e controle de carga e descarga de armazenadores de energia.
- Utilização de malha de controle para ajuste da tensão no barramento de alta tensão e verificação do desempenho do conversor ao ser submetido à oscilações de tensão;
- Realizar o desenvolvimento do protótipo do conversor para validar experimentalmente a modelagem realizada.

PUBLICAÇÕES

H. M. d. Oliveira Filho, G. N. d. S. Costa, A. D. M. d. Santos, D. S. Oliveira Jr, “A Soft Switching Current Fed Bidirectional Isolated Three-Phase Dc-Dc Converter”, in *Proc. Brazilian Power Electronics Conference - COBEP*, Juíz de Fora-MG, 19-22 Novembro 2017. 6 págs .

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BARBI, I. **Eletrônica de potência**: Projeto de fontes chaveadas. 3ª. ed. Florianópolis: Ivo Barbi, v. I, 2014.
- DE DONKER, R. W. A. A.; DEEPAKRAJ, M. D.; MUSTANSIR, H. K. A Three-phase Soft-Switched High-Power-Density dc/dc Converter for High-Power Applications. **IEEE transactions on industry applications**, p. 63-73, 1 Janeiro 1991.
- EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA - EPE. **Balço Energético Nacional**. Ministério de Minas e Energias - MME. Brasília - DF, p. 291. 2017. (ISBN).
- HANJU, C. et al. A New BI-directional Three-phase Interleaved Isolated Converter with Active Clamp. **IEEE**, 2009. 1766-1772.
- JANG, S.-J. et al. Fuel Cell Generation System With a New Active Clamping Current-Fed Half-Bridge Converter. **IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION**, 2 Junho 2007. 332-340.
- JÚNIOR, S. A. N. **Conversor CC-CC Bidirecional PWM ZVZCS com grampeamento ativo baseado em célula de comutação de três estágios**. Universidade do Estado de Santa Catarina. Joinville, p. 96. 2015.
- LEITE, R. C. D. C.; LEAL, M. R. L. V. O biocombustível no Brasil. **Novos Estudos**, julho 2007. 7.
- MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de Potência**: Conversores CC-CC Básicos não isolados. 2ª. ed. Florianópolis: [s.n.], v. I, 2006.
- MOHAN, N. **Eletrônica de potência**: Curso introdutório. 1ª. ed. Minneapolis: LTC, v. I, 2014.
- OLIVEIRA FILHO, H. M. **Conversor estático de três estágios para carregamento de baterias a partir de sistemas eólicos**. Universidade Federal do Ceará. Fortaleza, p. 129. 2010.
- OLIVEIRA FILHO, H. M. **Conversor CC-CC trifásico Isolado Bidirecional com comutação suave utilizando dual phase-shift e razão cíclica variável**. Universidade Federal do Ceará. Fortaleza. 2015.
- OLIVEIRA FILHO, H. M. et al. A Soft Switching Current Fed Bidirectional Isolated Three-Phase Dc-Dc Converter. **Brazilian Power Electronics Conference**, Juiz de Fora, n. 15, 19-22 Novembro 2017. 6.
- OLIVEIRA, D. D. S.; PRAÇA, P. P.; OLIVEIRA FILHO, H. M. Steady-State Analysis of a ZVS Bidirectional Isolated Three-Phase DC-DC Converter Using Dual Phase-Shift Control With Variable Duty Cycle. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, 3 Março 2016. 1863-1872.

PENG, F. Z. et al. A new ZVS Bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, 19, Janeiro 2004. 54-65.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: Circuitos, dispositivos e aplicações**. São Paulo: Afiliada, v. I, 1999.

SANTOS, W. M. D. **Estudo e implementação do conversor TAB (Triple Active Bridge) aplicado a sistemas renováveis solares fotovoltaicos**. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, p. 316. 2011.

SILVA, F. J. N. **Estudo de um conversor Push-Pull alimentado em corrente com grampeamento ativo**. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, p. 171. 1998.

WANG, Z.; LI, H. A Soft Switching Three-phase Current-fed bidirectional DC-DC Converter With High efficiency Over a Wide Input Voltage Range. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, 2 Fevereiro 2012. 669-684.

ZHANG, Z. et al. A Distributed Architecture Based on Microbank Modules With Self-Reconfiguration Control to Improve the Energy Efficiency in the Battery Energy Storage System. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, 1 Janeiro 2016. 304-317.

ZHAO, B. et al. Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System. **Transactions on Power Electronics**, v. 29, p. 4091-4106, Agosto 2014.

ZHAO, B. et al. Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, 9 Agosto 2014. 4091-4106.

ZHAO, B.; YU, Q.; SUN, W. Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Power Distribution in Microgrid. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, 11 Novembro 2012. 4667-4680.

APÊNDICE A – EQUAÇÕES DE CORRENTE EFICAZ NA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO

$$I_{Lsef} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{\sqrt{3}V_i}{27D.L_s.\omega} \sqrt{\frac{-108\pi^3 D^3 (G^2 - 10G + 3) - 1296\pi^2 D^2 \varphi G + 27\pi^3 D^2 (5G^2 - 34G + 9) + 18\pi DG (36\varphi^2 + 36\pi\varphi - 3\pi^2 G + 8\pi^2) - 18\varphi G (9\varphi^2 + 3\pi\varphi + \pi^2) + \pi^3 G (27G - 16)}{\pi}} , I \\ \frac{V_i}{3D.L_s.\omega} \sqrt{\frac{-4\pi^3 D^3 (G^2 - 6G + 3) - 24\pi^2 D^2 \varphi G + \pi^3 D^2 (G - 3)(5G - 3) + 2\pi DG (6\varphi^2 + 4\pi\varphi - \pi^2 G^2) - 2\varphi G (\varphi - \pi)(\pi + 2\varphi) + \pi^3 G^2}{\pi}} , II \\ \frac{V_i}{3D.L_s.\omega} \sqrt{\frac{4\pi^3 D^3 (G^2 + 2G + 3) + 6\pi^2 D^2 (3\pi - 4D\varphi G) - \pi^3 D^2 (7G^2 - 6G + 27) + 4\pi DG (3\varphi^2 + 2\pi\varphi + \pi^2 G - 3\pi^2) - 2\varphi G (\varphi - \pi)(\pi + 2\varphi) + \pi^3 (2G - 3)}{\pi}} , III \\ \frac{V_i}{3D.L_s.\omega} \sqrt{\frac{4\pi^2 D^3 (G^2 - 6G + 3) + 8\pi D\varphi G (3D - 5) - \pi^2 D^2 (7G^2 - 54G + 27) + 4\pi^2 D (3G^2 - 18G + 9) + 14\varphi G (\varphi + \pi) + 3\pi^2 (2G - 1)}{\pi}} , IV \\ \frac{\sqrt{3}V_i}{27D.L_s.\omega} \sqrt{\frac{108\pi^3 D^3 (G^2 + 6G + 3) - 27\pi^3 D^2 (7G^2 + 10G + 27) + 648\pi D\varphi G (\pi + \varphi - 2\pi D) - 18\pi^3 D (6G^2 + 10G + 27) - 36\varphi G (6\varphi^2 + \pi^2) + \pi^3 (40G - 81)}{\pi}} , V \\ \frac{\sqrt{3}V_i}{27D.L_s.\omega} \sqrt{\frac{108\pi^3 D^3 (G^2 + 2G + 3) - 27\pi^3 D^2 (7G^2 - 6G + 27) + 108\pi D\varphi G (2\pi + 3\varphi - 6\pi D) + 54\pi^3 D (2G^2 - 6G + 9) + 18\varphi G (6\pi\varphi - 9\varphi^2 + 2\pi^2) + \pi^3 (56G - 81)}{\pi}} , VI \\ \frac{V_i}{9D.L_s.\omega} \sqrt{\frac{-36\pi^3 D^3 (G^2 - 6G + 3) + 9\pi^3 D^2 (5G^2 - 26G + 9) + 36\pi D\varphi G (4\pi + 3\varphi - 6\pi D) + 18\pi^3 DG (d + 2) - 6\varphi G (9\varphi^2 - 3\pi\varphi + \pi^2) + \pi^3 G (9G - 4)}{\pi}} , VII \\ \frac{\sqrt{3}V_i}{27D.L_s.\omega} \sqrt{\frac{-108\pi^3 D^3 (G^2 - 10G + 3) - 1296\pi^2 D^2 \varphi G + 27\pi^3 D^2 (5G^2 - 34G + 9) + 18\pi DG (36\varphi^2 + 36\pi\varphi - 3\pi^2 G + 8\pi^2) - 36\varphi G (6\varphi^2 + 3\pi^2) + \pi^3 G (27G - 14)}{\pi}} , VIII \end{array} \right.$$