

**CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA  
DE MINAS GERAIS**

*CAMPUS* DIVINÓPOLIS

GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECATRÔNICA

Fernando Emmanuel Santiago Martins

**Estudo de um transformador eletrônico em transmissão  
de energia bidirecional aplicado ao conceito de *smart grid*.**

Divinópolis.

2019.

Fernando Emmanuel Santiago Martins

**Estudo de um transformador eletrônico em transmissão  
de energia bidirecional aplicado ao conceito de *smart grid*.**

Relatório de Trabalho de Conclusão de  
Curso apresentado ao Colegiado de  
Graduação em Engenharia Mecatrônica  
como parte dos requisitos exigidos para a  
obtenção do título de Engenheiro  
Mecatrônico.

Área de integração: Eletrônica.

Orientador: Prof. Dr. Cláudio Henrique  
Gomes dos Santos.

Divinópolis.

2019.

## RESUMO

A integração das unidades consumidoras ao sistema elétrico de potência tem sido feita por meio de transformadores tradicionais. Esses equipamentos vêm sendo utilizados por mais de um século e possuem robustez e confiabilidade. Porém, são grandes, pesados e incapazes de filtrar variações na rede elétrica, propagando, assim, distorções harmônicas e variações de tensão. O trabalho proposto consiste em analisar um outro tipo de transformador, baseado nos princípios da eletrônica de potência, denominado transformador eletrônico ou de estado sólido. A motivação para isso advém da mudança de paradigma do sistema de geração de energia com a inserção de microgeradores locais como, por exemplo, usinas solares domésticas e da filosofia de redes inteligentes (*smart grids*). Para a realização deste trabalho, uma arquitetura de PET (*power electronic transformer*) em três níveis foi selecionada. Para o estágio intermediário de conversão, a topologia DAB (*dual active bridge*) foi escolhida devido ao seu fluxo bidirecional de potência e modularidade, ou seja, a conexão de módulos em cascata de forma a suportar maiores níveis de tensão. A fim de gerar os sinais de chaveamento, será utilizado um FPGA (*field programmable gate array*) programado com a linguagem VHDL (*Very high speed integrated circuit Hardware Description Language*). Por fim, como resultados esperados, tem-se a verificação da aplicabilidade do dispositivo às redes de distribuição e do uso da plataforma FPGA para controle.

**Palavras-chave:** Redes Inteligentes. Geração distribuída. Transformador eletrônico. *Dual active bridge*. FPGA.

## ABSTRACT

Integration of electricity customers to the electric power grid has been done by conventional line frequency transformers. These rigs have been used for as long as a century and are robust and reliable. However, they are large, heavy and incapable of filtering grid fluctuations, so they allow harmonic distortion propagation and grid voltage variation. The proposed work analyses another kind of transformer, based upon the principles of power electronics, named electronic transformer or solid-state transformer. The reason for that comes from the changing of energy generation paradigm, which are now integrating local microgenerators, such as domestic solar systems, and the philosophy of smart grids. For this research, a three-level PET (power electronic transformer) topology was chosen. For the middle stage, the DAB (dual active bridge) topology is selected due to its bidirectional power flow and modularity, which is the interconnection in a cascaded configuration allowing the PET to withstand greater voltage ratings. In order to generate the switching signals, a FPGA (field programmable gate array) programmed by VHDL (Very high speed integrated circuit Hardware Description Language) language was selected. Finally, the expected results are the verification of FPGA platform for controlling the PET and the device applicability to distribution networks.

**Keywords:** Smart grids. Distributed generation. Power electronic transformer. Dual active bridge. FPGA.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – PET com tiristores em meia ponte.....	20
Figura 2.2 – Conversor <i>buck</i> CA-CA.....	21
Figura 2.3 – Transformador eletrônico CA-CA.....	22
Figura 2.4 – PET CA-CA modular, com dois módulos.....	22
Figura 2.5 – Diagrama de blocos de transformador eletrônico modular de dois estágios.....	24
Figura 2.6 – Conversor DAB.....	25
Figura 3.1 – Topologia da rede elétrica convencional.....	27
Figura 3.2 – Topologia conceitual de uma REI.....	27
Figura 3.3 – Comparativo de tamanho entre um transformador convencional de 50 Hz e outro de 20 kHz feito em ferrite e com a mesma potência nominal.....	30
Figura 3.4 – Topologias de transformadores eletrônicos.....	32
Figura 3.5 – Conceito de funcionamento do conversor DAB.....	33
Figura 3.6 – Conversor DAB com IGBTs.....	33
Figura 4.1 – Conversor DAB com indicação do fluxo de corrente anterior ao início do ciclo.....	37
Figura 4.2 – Etapas da defasagem angular de dois níveis.....	38
Figura 4.3 – Fluxo de corrente na etapa I.....	39
Figura 4.4 – Fluxo de corrente na etapa II.....	40
Figura 4.5 – Fluxo de corrente na etapa III.....	41
Figura 4.6 – Transferência bidirecional de potência.....	42
Figura 4.7 – Circuito equivalente do conversor DAB ideal.....	43
Figura 5.1 – Placa EV10M08.....	48
Figura 5.2 – Transformador com quatro enrolamentos.....	49
Figura 5.3 -- Pontes H baseadas no MOSFET IRF540.....	50
Figura 5.4 – Vista do nível superior do diagrama RTL do programa.....	52

Figura 5.5 – Modelo de simulação do conversor DAB.....	54
Figura 5.6 – Ponte H para simulação.....	55
Figura 5.7 – Bancada experimental.....	56
Figura 5.8 – Experimento 1: Secundário conectado ao primário.....	57
Figura 5.9 – Experimento 2: Pontes conectadas em cascata.....	58
Figura 6.1 – Tensões no indutor de dispersão ( $V_L$ ) e correntes nos barramentos ( $I_a$ e $I_b$ ) e no primário do transformador ( $I_I$ ).....	60
Figura 6.2 – Corrente nas chaves semicondutoras.....	62
Figura 6.3 – Curva de transferência de potência em função do ângulo de fase e relação de transformação.....	63
Figura 6.4 – Formas de onda para tensão no indutor em função do ângulo de fase. .....	64
Figura 6.5 – Formas de onda de corrente no indutor de dispersão em função do ângulo de fase.....	65
Figura 6.6 – Formas de onda do experimento 2.....	66

## LISTA DE QUADROS

Quadro 4.1 – Tensões no primário e secundário.....	44
Quadro 5.1 – Função dos pinos e conectores da placa EV10M08 e sua correlação com o Arduíno.....	49
Quadro 5.2 – Especificação do conversor DAB da simulação.....	54
Quadro 5.3 – Parâmetros do conversor da simulação.....	54
Quadro 5.4 – Elementos sensores na simulação.....	55

## LISTA DE TABELAS

Tabela 6.1 – Simulações para obtenção das formas de onda.....	60
Tabela 6.2 – Tensão de saída e potência fornecida em função do ângulo de fase para uma carga resistiva.....	63



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
C2G	Carro para a rede (do inglês, <i>car to grid</i> )
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CEFET-MG	Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais
CEMIG	Companhia Energética de Minas Gerais
CGEE	Centro de Gestão e Estudos Estratégicos
DAB	Ponte ativa dupla (do inglês, <i>dual active bridge</i> )
DPS	Modulação por dupla defasagem angular (do inglês, <i>dual phase shift modulation</i> )
DSP	Processadores de sinais digitais (do inglês, <i>digital signal processor</i> )
EPS	Modulação por defasagem angular estendida (do inglês, <i>extended phase shift modulation</i> )
FPGA	Arranjo de portas programáveis em campo (do inglês, <i>field programmable gate array</i> )
G2C	Rede para o carro (do inglês, <i>grid to car</i> )
GPIO	Entrada e saída de propósito geral (do inglês, <i>general purpose input/output</i> )
HF	Alta frequência (do inglês, <i>high frequency</i> )
HV	Alta tensão (do inglês, <i>high voltage</i> )
IEA	International Energy Agency
IGBT	Transistor bipolar de porta isolada (do inglês, <i>insulated gate bipolar transistor</i> )
ISOP	Entrada em série e saída em paralelo (do inglês, <i>input series output parallel</i> )

JTAG	Interface de comunicação padronizada pelo Joint Test Action Group
LV	Baixa tensão (do inglês, <i>low voltage</i> )
MOSFET	Transistor de efeito de campo metal-óxido semiconductor (do inglês, <i>metal oxide semiconductor field effect transistor</i> )
MSPS	Milhão de amostras por segundo (do inglês, <i>million samples per second</i> )
PET	Transformador eletrônico de potência (do inglês, <i>power electronic transformer</i> )
PSM	Modulação por defasagem angular de dois níveis (do inglês, <i>phase shift modulation</i> )
PWM	Modulação por largura de pulso (do inglês, <i>pulse width modulation</i> )
REI	Rede elétrica inteligente
RMS	Raiz do valor quadrático médio (do inglês, <i>root mean square</i> )
RTL	Transferência em nível de registradores (do inglês, <i>register transfer level</i> )
SST	Transformador de estado sólido (do inglês, <i>solid state transformer</i> )
Telecom	Telecomunicações
TI	Tecnologia da Informação
TPS	Tripla defasagem angular (do inglês, <i>triple phase shift</i> )
VHDL	Linguagem de descrição de hardware VHSIC (do inglês, <i>VHSIC hardware description language</i> )
VHSIC	Circuito integrado de muito alta velocidade (do inglês, <i>very high speed integrated circuit</i> )
ZVS	Comutação sob zero de tensão (do inglês, <i>zero voltage switching</i> )

## LISTA DE SÍMBOLOS

$C_a$	Capacitor de barramento do primário
$C_b$	Capacitor de barramento do secundário
$d$	Relação de transformação do conversor DAB
$f_r$	Frequência da rede de alimentação [Hz]
$f_s$	Frequência de chaveamento [Hz]
$i_1$	Corrente no primário do transformador de alta frequência [A]
$i_2$	Corrente no secundário do transformador de alta frequência [A]
$i_i$	Corrente no indutor no início da etapa de chaveamento [A]
$i_L$	Corrente no indutor de dispersão [A]
$L$	Indutância de dispersão do conversor DAB [H]
$n$	Relação do número de espiras do transformador
$S_{\#}$	Chaves semicondutoras, onde o índice $\#$ representa o número do componente no circuito
$T$	Período de chaveamento [s]
$t$	Tempo [s]
$t_0$	Tempo inicial [s]
$t_1$	Tempo final [s]
$V_{\%r}$	Valor percentual de <i>ripple</i>
$V_1$	Tensão no primário do transformador de alta frequência [V]
$V_2$	Tensão no secundário do transformador de alta frequência [V]
$V_a$	Tensão no barramento primário [V]
$V_b$	Tensão no barramento secundário [V]
$V_{br}$	Tensão do barramento escolhido [V]
$V_L$	Tensão no indutor equivalente [V]
$\pi$	Constante Pi (3,14159...)

$\phi$	Ângulo de fase [rad]
$\phi_n$	Ângulo de fase nominal [rad]
$\omega$	Frequência angular de chaveamento [rad/s]

# SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	14
1.1	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA.....	14
1.2	MOTIVAÇÃO.....	15
1.3	OBJETIVO GERAL.....	16
1.4	OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	16
1.5	ESTADO DA ARTE.....	16
1.6	ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO.....	17
2	REVISÃO DE LITERATURA.....	19
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	26
3.1	REDES ELÉTRICAS INTELIGENTES.....	26
3.1.1	Geração distribuída em <i>microgrids</i> .....	28
3.1.2	Redes inteligentes no Brasil.....	28
3.2	TRANSFORMADOR ELETRÔNICO.....	29
3.2.1	Comparativo entre transformadores convencionais e eletrônicos.....	31
3.2.2	Classificação pelos estágios de conversão.....	31
3.3	CONVERSOR DAB.....	32
3.3.1	Estratégias de modulação.....	34
4	OPERAÇÃO DO CONVERSOR DAB.....	37
4.1	OPERAÇÃO EM DEFASAGEM ANGULAR DE DOIS NÍVEIS.....	37
4.2	MODELO MATEMÁTICO DO CONVERSOR DAB IDEAL.....	42
5	METODOLOGIA.....	46
5.1	MATERIAIS.....	47
5.1.1	Fonte de Alimentação.....	47
5.1.2	FPGA.....	47

5.1.3	Indutores.....	49
5.1.4	Medidor LCR.....	50
5.1.5	Osciloscópio.....	50
5.1.6	Ponte H.....	50
5.1.7	Sensor de Corrente.....	51
5.1.8	Programas de computador.....	51
5.2	MÉTODOS.....	52
5.2.1	Programação do FPGA.....	52
5.2.2	Simulação do Conversor DAB.....	53
5.2.3	Experimentos.....	56
6	RESULTADOS.....	59
6.1	SIMULAÇÃO.....	59
6.1.1	Tensão no indutor de dispersão e correntes nos barramentos e primário do transformador.....	59
6.1.2	Correntes nas chaves.....	61
6.1.3	Fluxo de potência.....	62
6.1.4	Operação com carga resistiva.....	63
6.2	EXPERIMENTOS.....	64
6.2.1	Secundário do conversor conectado ao primário.....	64
6.2.2	Conexão de pontes em cascata.....	66
7	CONCLUSÕES.....	67
8	PROPOSTA DE CONTINUIDADE.....	68
	REFERÊNCIAS.....	69

# 1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é fornecida uma visão geral sobre o assunto de transformadores eletrônicos. Serão expostas motivações para a relevância do tema, uma breve revisão do estado da arte e listados os objetivos almejados com a realização deste trabalho.

## 1.1 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

Embora robustos e eficientes quando operando em carga nominal, transformadores convencionais de baixa frequência são volumosos, pesados e passivos (BRIZ *et al.*, 2016). Esta última característica reflete a incapacidade desses dispositivos de regular a qualidade da energia, permitindo então a propagação de perturbações entre ambos os lados da rede (DIAS, 2013). Adicionalmente, esses equipamentos não conseguem gerenciar sozinhos todos os novos aspectos dos sistemas de distribuição relacionados à proposta de redes inteligentes, como: integração de fontes renováveis, dispositivos de armazenamento de energia, controle de fluxo de potência, instrumentação e comunicação com equipamentos (RODRIGUES *et al.*, 2015).

Desta forma, a alternativa proposta é o uso de conversores eletrônicos que possam mimetizar as características básicas de transformadores convencionais e fornecer as funções adicionais requeridas (WOLF, 2009). Tais conversores baseiam-se no uso de dois tipos de elementos, os quais são: transformadores de alta frequência e dispositivos de eletrônica de potência (GAO, Z.; FAN, 2016). Entretanto, embora o conceito do transformador eletrônico seja simples, sua implementação constitui um desafio do ponto de vista do projeto e confiabilidade do produto. Uma das maiores questões relacionadas ao projeto de PETs (*power electronic transformer*) se relaciona com a alta tensão de bloqueio que as chaves

semicondutoras devem suportar, enquanto atuando em chaveamento de alta frequência (SHE; HUANG; BURGOS, 2013).

Assim, este trabalho se propõe a estudar topologias de circuito que possam habilitar PETs a serem usados em aplicações com elevado nível de tensão. Em particular, são abordadas topologias modulares baseadas na ligação em cascata de pontes completas e o uso do conversor DAB (*dual active bridge*) como estágio de isolamento e transformação de tensão.

## 1.2 MOTIVAÇÃO

A preocupação com o meio ambiente traz diversos novos requisitos ao que tange eficiência, otimização do uso de recursos naturais não-renováveis e utilização de fontes limpas de energia. Sendo assim, têm-se tanto um interesse governamental como industrial na procura por novas soluções que possam propiciar essa mudança de cenário para uma economia mais sustentável.

Assim, a motivação deste trabalho se encontra no fato da tecnologia de PETs conseguir integralizar vários desses fatores. O uso de dispositivos em alta frequência reduz o consumo de metais como ferro e cobre devido ao aumento da densidade de potência do dispositivo (HUBER; KOLAR, 2016). Adicionalmente, para aplicações em redes de distribuição, os transformadores eletrônicos podem viabilizar a implantação da filosofia de redes inteligentes. Isto ocorre, pois podem adicionar controles locais para a regulação da rede e prover dados de gerenciamento tanto de recursos operacionais quanto energéticos. Para o primeiro, na forma de obtenção de informações para planejamento e manutenção, enquanto que para o segundo, na integração de fontes alternativas de energia localmente geradas.



### 1.3 OBJETIVO GERAL

O objetivo geral deste projeto é avaliar o funcionamento do conversor DAB dentro do contexto de transformadores eletrônicos. Dentre os parâmetros de interesse estão o mecanismo de transmissão bidirecional de potência, isolamento galvânico e modularidade do dispositivo. Para tanto foram realizados testes em um modelo didático experimental, de forma a estudar e compreender seu funcionamento em uma arquitetura com conversores em cascata.

### 1.4 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Como objetivos específicos, destacam-se:

- a) simular o circuito das pontes ativas, de forma a prever o seu funcionamento e especificar os seus parâmetros;
- b) analisar matematicamente o mecanismo de transmissão bidirecional de potência do conversor;
- c) montar o protótipo experimental, definindo a topologia do circuito, tipo de chave, sistema de acionamento das chaves, indutores do transformador;
- d) desenvolver a eletrônica embarcada de geração dos sinais de PSM (*phase shift modulation*);

### 1.5 ESTADO DA ARTE

Do ponto de vista de aplicações, PETs vêm tendo seu uso proposto em diversos setores onde peso e volume são critérios importantes, como em sistemas embarcados marítimos, ferroviários (BRIZ *et al.*, 2016) e automotivos (KRISMER; KOLAR, 2009). Além disso, as pesquisas atuais tentam inserir esse dispositivo nos serviços de distribuição (HUBER; KOLAR, 2016, 2019; LISERRE *et al.*, 2017) e

integração de fontes renováveis de energia (GAO, R. *et al.*, 2017; PARREIRAS *et al.*, 2018; SYED; KHADKIKAR, 2017) em conformidade com o paradigma de redes inteligentes.

No entanto, a pesquisa no campo de transformadores eletrônicos é bastante ampla, envolvendo uma grande gama de assuntos, pode-se citar como exemplos: novas topologias (CHEN; DIVAN, 2018), arquiteturas multiníveis e em cascata (GAO, Z.; FAN, 2016; KIM; JANG; KIM, 2019; MATHEWS, 2016), redundância e tolerância a falhas (JIANG *et al.*, 2019; TIAN *et al.*, 2018).

Por fim, uma linha de estudos bastante popular trata da utilização de novas tecnologias de chaves semicondutoras. Pode-se citar como exemplos MOSFETs (*metal oxide semiconductor field effect transistor*) e IGBTs (*insulated gate bipolar transistor*) baseados em carbeto de silício. Estes novos componentes podem atuar em aplicações de alta frequência sendo capazes de suportar médias tensões de forma individual (HUANG, 2017; TRIPATHI *et al.*, 2016; ZHU *et al.*, 2019). Apesar desse tipo de chave habilitar o uso de topologias mais simples, a taxa de variação de tensão no transformador de alta frequência passa a ser muito alta, dificultando a tolerância a falhas (WANG; ZHANG; SHAO, 2017).

## 1.6 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO

Este documento é dividido em oito capítulos: Introdução, Revisão de Literatura, Fundamentação Teórica, Conversor DAB, Metodologia, Resultados, Conclusão e Proposta de Continuidade. O primeiro trata da motivação e objetivos propostos para este trabalho, enquanto o segundo traz um histórico sobre as principais topologias de circuito que moldaram o início do desenvolvimento da área de transformadores eletrônicos e termina discursando sobre o conversor DAB.

Na Fundamentação Teórica e Operação do Conversor DAB são vistos os conceitos fundamentais necessários para o entendimento do trabalho. O primeiro aborda redes inteligentes, transformador eletrônico e introduz o conceito do DAB e de estratégias de modulação. Já o segundo faz uma análise mais a fundo do funcionamento do circuito operando em defasagem angular de dois níveis.

Enquanto isso, a Metodologia discute os requisitos propostos para o protótipo experimental, os materiais a serem utilizados e os métodos que serão aplicados. Por sua vez, os Resultados apresentam simulações e experimentos sobre o comportamento do conversor DAB. Por fim, a Conclusão mostra um balanço do projeto enquanto a Proposta de Continuidade propõe sugestões para a expansão de trabalhos sobre o tema.

## 2 REVISÃO DE LITERATURA

Embora várias melhorias ao nível de materiais e projeto de transformadores tenham ocorrido, este mantém uma construção muito similar àquela inicialmente apresentada há mais de um século (VAN DER MERWE; MOUTON, 2009). No entanto, nos últimos 50 anos foram propostas variações baseadas em eletrônica de potência que poderiam trabalhar com frequências mais altas, reduzindo assim o volume e peso dos dispositivos, e inserindo funções adicionais de regulação da qualidade da energia (HUBER; KOLAR, 2016). Todavia, a limitação na tecnologia de chaves semicondutoras limitou o amplo desenvolvimento e aplicação desses conceitos (AKAGI, 2017). Recentemente, com os avanços em dispositivos semicondutores, na geração por fontes renováveis e nos conceitos relacionados a redes elétricas inteligentes, o transformador eletrônico se torna uma alternativa interessante para substituir os transformadores convencionais em aplicações de potência, como sistemas de tração e distribuição.

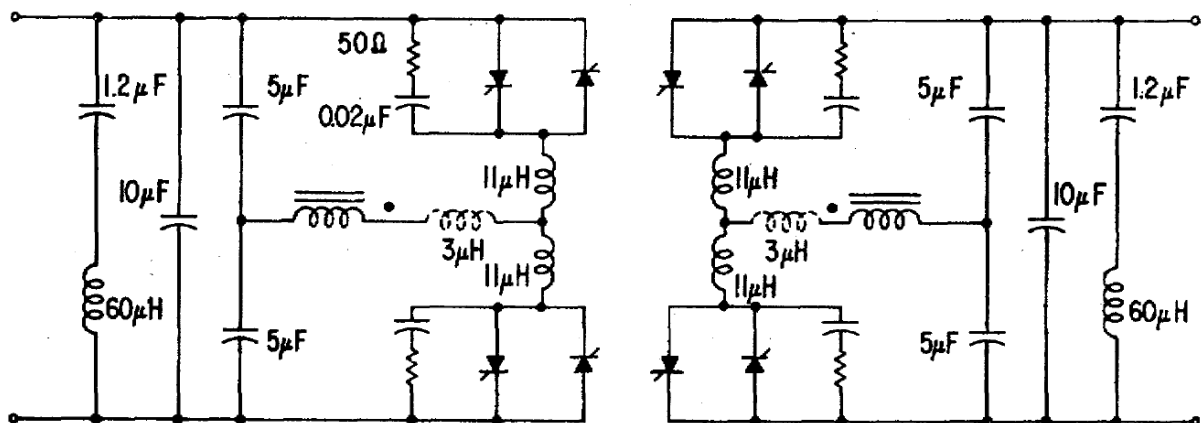
Transformadores são baseados no princípio da indução eletromagnética descoberto por Faraday em 1831. Embora o dispositivo utilizado para a demonstração desse fenômeno e muitos outros aparatos experimentais desenvolvidos posteriormente possuíssem várias das características presentes em transformadores, a invenção propriamente dita é atribuída a Károly Zipernowsky, Ottó Bláthy e Miksa Déri em 1885. Isto se deve ao fato de o produto apresentado por eles não era apenas o transformador, mas também um modelo de transmissão de energia fundamentado na conexão de unidades consumidoras em paralelo e separação das redes de distribuição e consumo em alta e baixa tensão, respectivamente (JESZENSZKY, 1996). Em uma de suas patentes, Zipernowsky, Déri e Bláthy (1886) citam que o maior diferencial construtivo do equipamento, em relação às outras bobinas, é a presença de um núcleo massivo feito de pequenas

partes isoladas entre si. Assim, evita-se o surgimento de correntes de Foucault e permite-se o uso transformador em aplicações de potência.

Em 1968, William McMurray submeteu uma série de patentes com algumas das primeiras topologias de transformadores eletrônicos. Foram propostas duas variações básicas de circuito para modular uma onda CA em alta frequência e aplicá-la a um transformador. A primeira consiste em uma topologia não-ressonante utilizando transistores (MCMURRAY, 1970). Já a segunda, emprega um capacitor para moldar a corrente do transformador, fazendo com que esta cruze o zero, e permita a comutação de tiristores (MCMURRAY, 1969). Já em 1971, foram publicados testes em uma variação do dispositivo, Figura 2.1, baseada em tiristores dispostos em meia ponte e trabalhando com frequência de chaveamento de 10 kHz. Embora o trabalho tenha se mostrado funcional, este não se mostrava à altura dos transformadores convencionais em termos de custo e eficiência (MCMURRAY, 1971). No entanto, como pode ser visto em Huber e Kolar (2016), muitos dos conceitos e ideias apresentadas nesses artigos e patentes são elementos-chave dos conversores atuais.

Seguindo outra linha de raciocínio, pesquisadores da marinha dos Estados Unidos da América desenvolveram, em 1980, modelos de transformadores

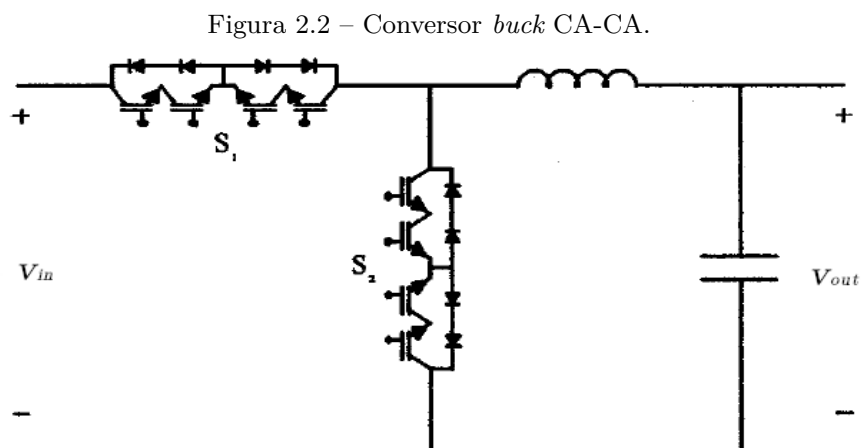
Figura 2.1 – PET com tiristores em meia ponte.



Fonte: McMurray (1971).

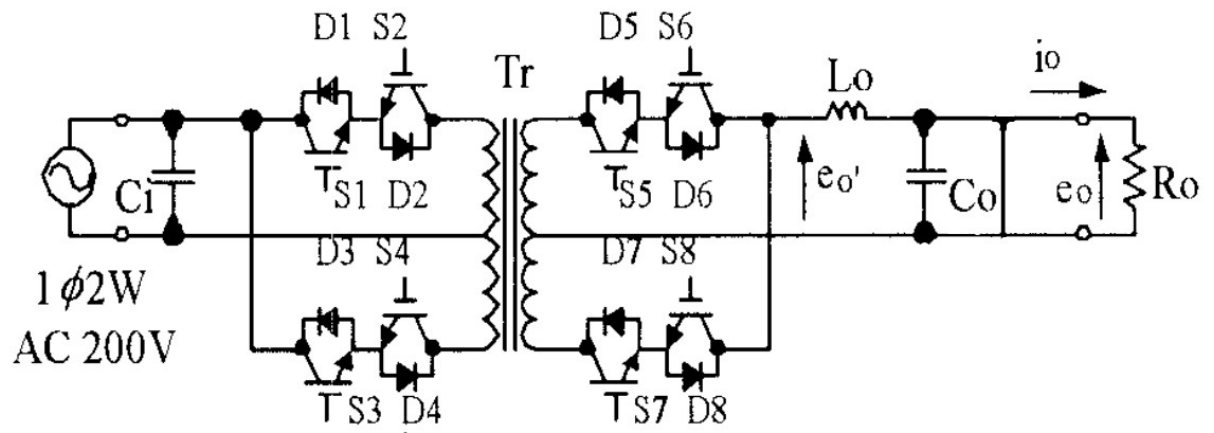
eletrônicos como o que pode ser visto na Figura 2.2. Nomeados como transformadores de estado sólido (SST), estes circuitos eram baseados em conversores CA-CA do tipo *buck* e *boost* (BROOKS, 1980). No entanto, Ronan *et al.* (2002) afirma que embora essa possa ser a estratégia mais direta de conversão, existem muitas desvantagens em seu uso para aplicações de distribuição, como por exemplo: ausência de isolamento galvânica, presença de chaves conectadas em série dificultando o controle, incapacidade de corrigir o fator de potência e de suprimir a propagação de harmônicos.

Outros trabalhos também abordaram a conversão CA-CA em um estágio com transformador de isolamento, semelhante à McMurray. Harada *et al.* (1996) propôs um modelo, ao qual denominou transformador inteligente, que poderia oferecer controle de fator de potência em vez de tensão se houvesse monitoramento da corrente de saída. São utilizadas duas chaves de quatro quadrantes, cada uma com dois IGBTs e dois diodos em antiparalelo, em cada lado de um transformador com derivação central em ambos enrolamentos, como mostrado na Figura 2.3. O sistema atua a 16.7 kHz em PSM (*phase shift modulation* – defasagem angular de dois níveis), tensão de entrada de 200 V e potência nominal igual a 3 kVA. Por sua vez, Kang, Enjeti e Pitel (1999) propuserem uma arquitetura modular capaz de reduzir o estresse das chaves



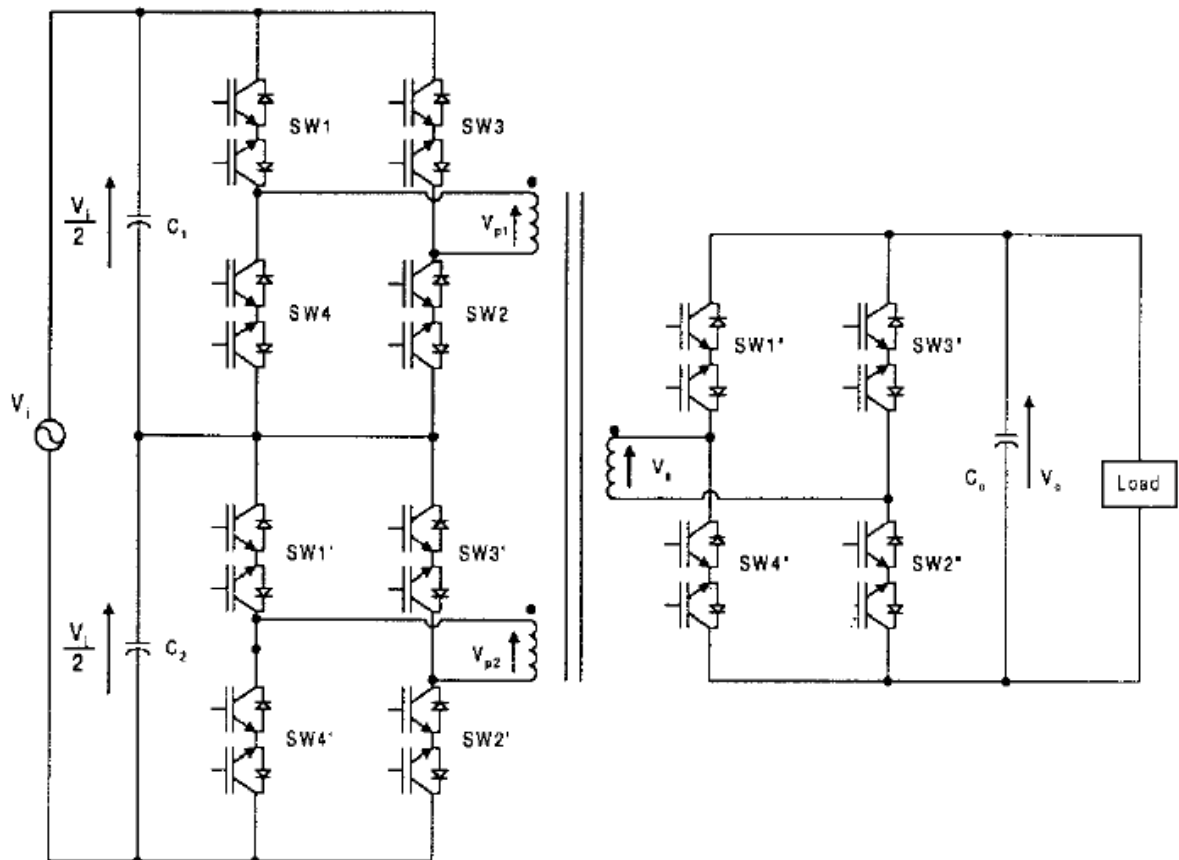
Fonte: Ronan *et al.* (2002).

Figura 2.3 – Transformador eletrônico CA-CA.



Fonte: Harada *et al.* (1996).

Figura 2.4 – PET CA-CA modular, com dois módulos.



Fonte: Kang; Ejeti e Pitel (1999).

durante o bloqueio, possibilitando a operação em maiores tensões, Figura 2.4. No entanto, os testes foram realizados com tensão de entrada de apenas 200 V, frequência de 1 kHz e com os dois lados do circuito operando em sincronia. Foram verificados o aumento da densidade de potência em relação a um modelo operando em 60 Hz e o funcionamento do esquema de chaveamento em quatro estágios para evitar o uso de *snubbers*<sup>1</sup>. Não obstante, Wolf (2009) cita que ambas topologias ainda possuem como desvantagem o fato de usarem as chaves semicondutoras conectadas em série.

Já a arquitetura de transformador proposta por Ronan *et al.* (2002), Figura 2.5, baseia-se na adição de um estágio de retificação e o uso de um conversor CC-CC isolado, em vez de um CA-CA. Outra característica dessa topologia é a modularidade, sendo possível o rebaixamento da tensão aplicada às chaves durante o bloqueio devido à conexão em cascata das pontes retificadoras ativas em uma configuração ISOP (*input series output parallel* – entrada em série e saída em paralelo). Assim são fornecidas diversas saídas em corrente contínua em níveis de tensão reduzidos e regulados a conversores de ponte completa. Um módulo de saída é responsável por prover duas saídas CC, uma positiva e outra negativa. Os testes realizados comprovaram que o modelo apresentou uma excelente qualidade da energia, nas condições ao qual foi aplicado, tanto na entrada quanto na saída, e correção do fator de potência. No entanto, o protótipo foi operado com metade da tensão nominal de entrada (3,6 kV), devido aos altos níveis de interferência eletromagnética gerados.

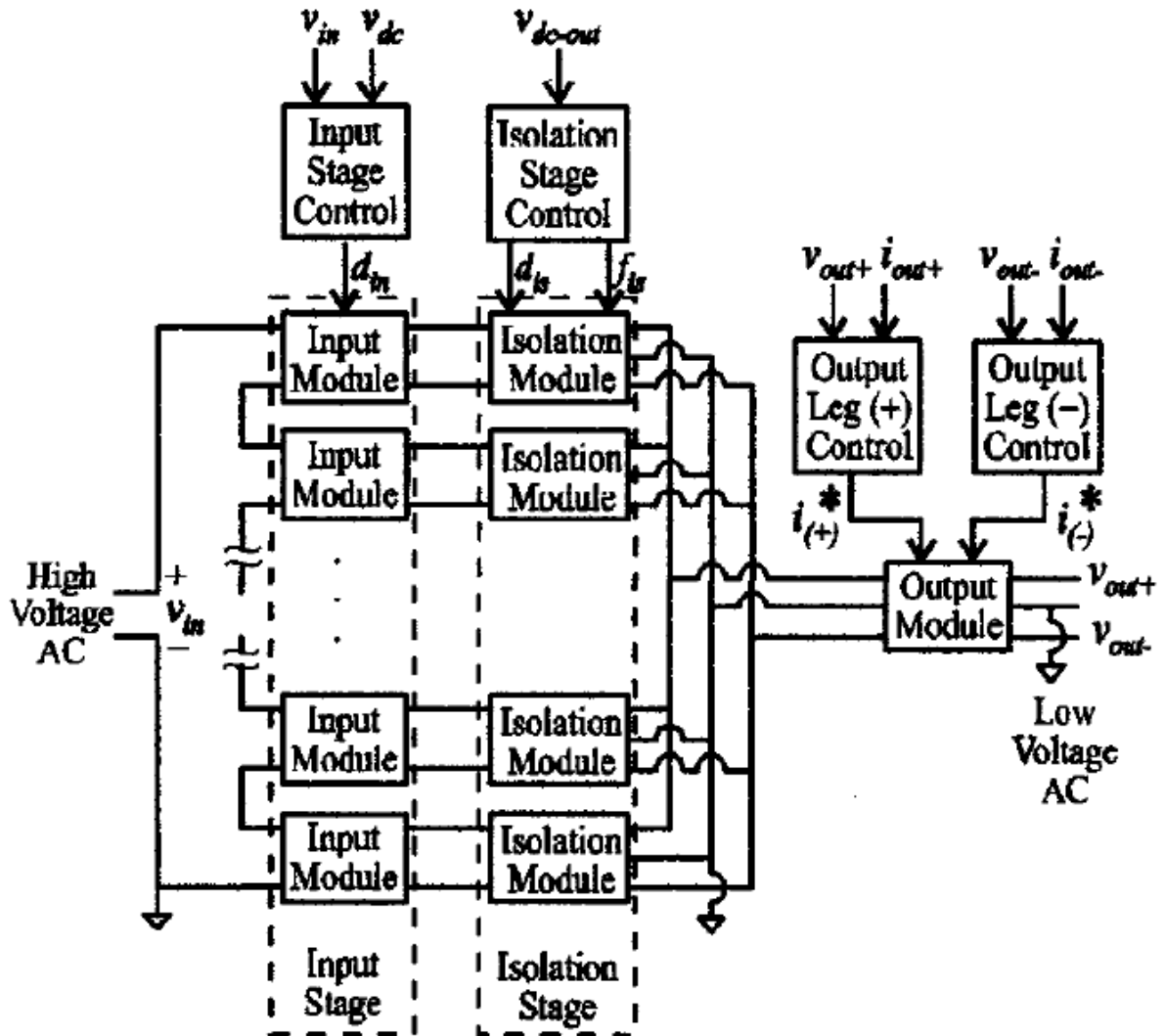
Por fim, diversas topologias estudadas atualmente trabalham com conversão em dois ou três estágios e utilizam o conversor DAB para prover fluxo bidirecional e isolamento galvânico (BARANWAL *et al.*, 2017; GAO, Z.; FAN, 2016; QIN, 2012; SHA *et al.*, 2014). Esse foi proposto por De Doncker, Divan e

---

1 *Snubbers* são circuitos empregados para controlar os efeitos de elementos parasitas.

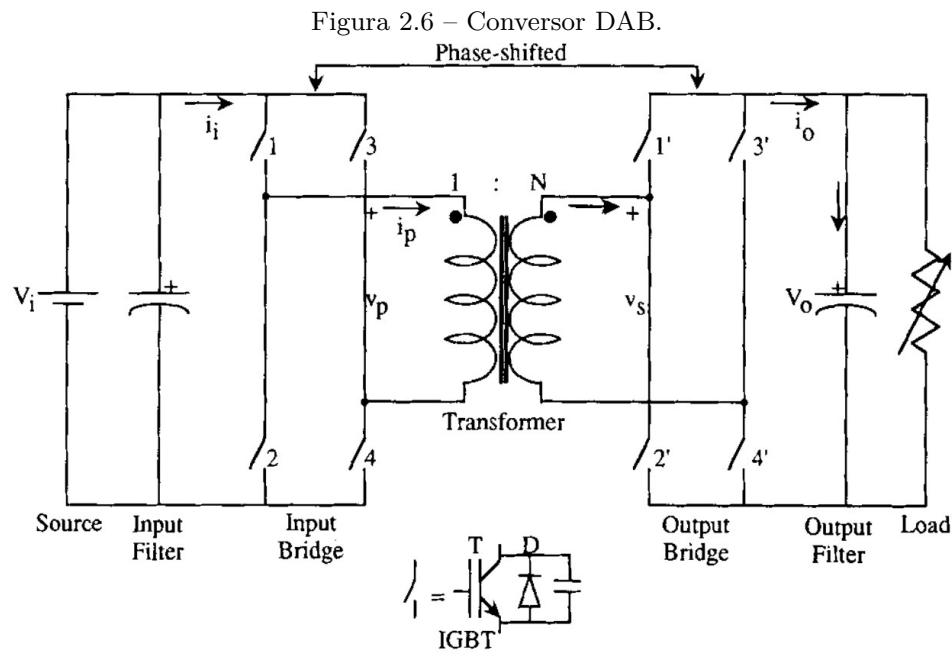


Figura 2.5 – Diagrama de blocos de transformador eletrônico modular de dois estágios.



Fonte: Ronan *et al.* (2002).

Kheraluwala (1991a, b) para conversão CC-CC em aplicações de alta potência, consistindo em duas pontes completas acopladas por um transformador de isolamento e um capacitor de barramento em cada lado, como mostrado na Figura 2.6 Além disso, o circuito também possui como característica uma faixa intrínseca de operação em comutação suave por ZVS (*zero voltage switching*). Adicionalmente, o conversor também pode operar como CA-CA desde que haja modificações para que as chaves atuem em quatro quadrantes, conforme indicado em Qin e Kimball (2013), mas essas passam a ter conexões em série.



Fonte: De Doncker; Divan e Kheraluwala (1991a).

Neste capítulo foram apresentadas as principais topologias pesquisadas no ambiente acadêmico no que diz respeito à evolução da tecnologia de PETs. Estas variaram de estruturas de conversão direta CA-CA para sistemas multiníveis, com múltiplos estágios de conversão e *link* CC. Neste trabalho será estudado o conversor DAB como elemento de isolamento galvânico e transferência de potência. No próximo capítulo serão apresentadas as bases teóricas desta monografia, como os princípios de redes inteligentes, o conceito de transformador eletrônico e uma descrição inicial do conversor DAB.

### 3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo são delineados os conceitos fundamentais para a adequada compreensão da monografia. A primeira seção apresenta uma contextualização sobre redes inteligentes. Por sua vez, a segunda parte discursa sobre os conceitos de PETs, compara estes aparelhos com transformadores tradicionais e classifica as topologias de circuito. Por fim, uma descrição sucinta do conversor DAB é apresentada junto as técnicas de modulação presentes na literatura.

#### 3.1 REDES ELÉTRICAS INTELIGENTES

O conceito de REI (redes elétricas inteligentes) ou *smart grids* é definido por Pelegrini e Vale (2014) da seguinte maneira:

[...] as REI podem ser compreendidas como a rede elétrica onde são empregadas tecnologias digitais para monitorar e controlar o transporte de eletricidade em tempo real, havendo fluxo bidirecional de energia e de informações entre a concessionária e o cliente. (p. 18).

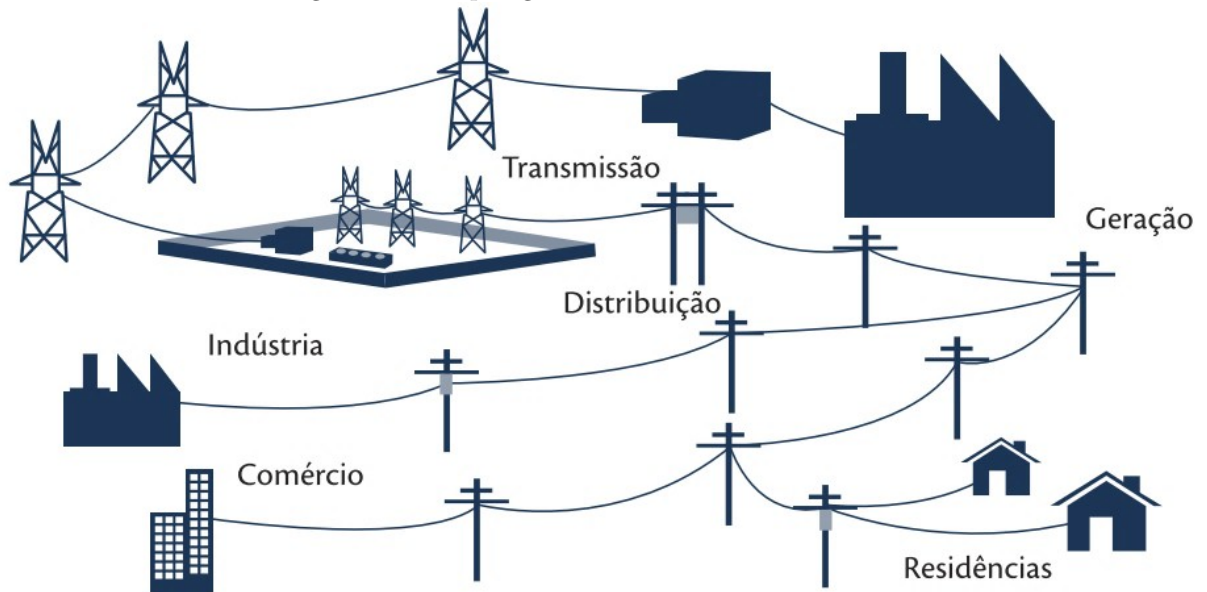
Já a IEA (2014) também expõe que as redes inteligentes tratam das interfaces de sistemas de transmissão e distribuição com a geração de energia, armazenamento e usuários finais. Assim, esse novo paradigma pode possibilitar:

- a) a melhora da resposta à demanda das concessionárias;
- b) o aumento da eficiência energética;
- c) a integração de fontes renováveis de energia
- d) a inserção de sistemas de recarga para veículos elétricos em configurações G2C (*grid to car*) e C2G (*car to grid*).

Por sua vez, o CGEE (2012), ligado ao Ministério da Ciência, Tecnologia e Inovação, aborda as diferenças hierárquicas entre o sistema elétrico convencional e o proposto pela filosofia de *smart grids*. O primeiro, representado na Figura 3.1, tem por base o fluxo unidirecional de energia, onde o topo da cadeia é responsável

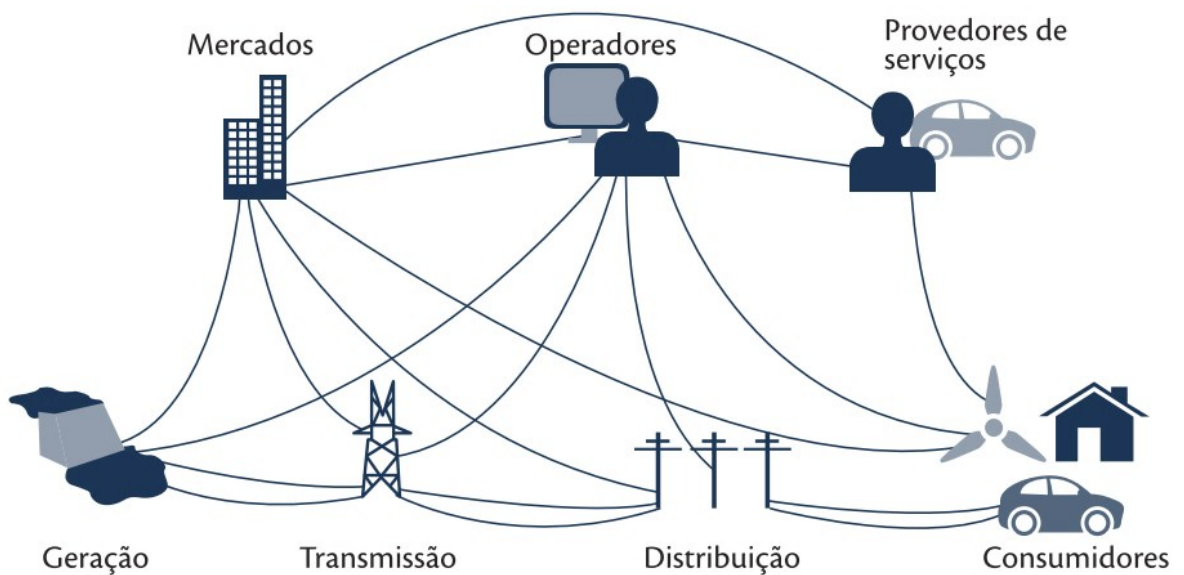
pela geração e à base apenas pelo consumo. Já o segundo destaca-se pela capacidade de geração de energia de forma descentralizada pelos próprios consumidores e a interconexão de forma circular de todos os setores, como pode ser visto na Figura 3.2.

Figura 3.1 – Topologia da rede elétrica convencional.



Fonte: CGEE (2012).

Figura 3.2 – Topologia conceitual de uma REI.



Fonte: CGEE (2012).

### 3.1.1 Geração distribuída em *microgrids*

O conceito de *microgrids*, segundo Borlase (2012), pode ser entendido como sistemas locais com sua própria fonte de geração de energia, como biomassa ou solar fotovoltaica, e que podem trabalhar conectados ao sistema elétrico de potência ou de maneira independente. Assim, as seguintes características definem os *microgrids*:

- a) fornecimento de energia de forma suficiente e contínua para grande parte de sua demanda interna;
- b) estratégias internas para controle e otimização;
- c) poder ser isolado e reconectado ao *macrogrid* sem interrupção de serviço;
- d) poder ser usado como uma unidade flexível, provendo serviços e otimização para a rede;
- e) possuir capacidade de armazenamento.

De acordo com a ANEEL (2015), o conceito de *microgrids* consegue promover a aproximação da geração com o consumo de energia. Além disso, existem estímulos que justificam potenciais benefícios que tal modalidade pode proporcionar ao sistema elétrico. Entre eles, estão o adiamento de investimentos em expansão dos sistemas de transmissão e distribuição, o baixo impacto ambiental, a redução no carregamento das redes, a minimização das perdas e a diversificação da matriz energética.

### 3.1.2 Redes inteligentes no Brasil

No Brasil destacam-se duas iniciativas da ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) que tratam sobre os assuntos relacionados à modernização do sistema elétrico. A primeira é a Chamada 011/2010, que instituiu o Programa

Brasileiro de Redes Inteligentes. Enquanto a segunda é a Resolução Normativa 482/2012, que estabeleceu as regras para o sistema de compensação de energia elétrica.

O Programa Brasileiro de Redes Inteligentes é um projeto estratégico de pesquisa e desenvolvimento com o objetivo de definir funcionalidades, políticas públicas e padronizações para a adoção do conceito de REI no país. O projeto é abalizado em sete blocos de pesquisa, que são: governança e integração do projeto, medição inteligente, automação da distribuição e da transmissão, geração distribuída e veículos elétricos, TI e Telecom, políticas públicas e perspectiva do consumidor. Adicionalmente, existem diversos projetos piloto ocorrendo no Brasil, ao qual podemos citar como exemplo o programa Cidades do Futuro promovido pela CEMIG (Companhia Energética de Minas Gerais). (REDES INTELIGENTES BRASIL, 2017).

Por sua vez, a Resolução Normativa 482/2012, revisada pela 687/2015, trata sobre sistemas de geração distribuída e a compensação de créditos de energia elétrica. A norma define as figuras de micro e minigeradores, como também o acesso destes ao sistema elétrico de potência. Assim, as próprias unidades consumidoras podem gerar sua energia, sendo possível tanto o repasse do excesso para a rede quanto a suplementação em períodos de baixa produção. Este último, em troca de créditos, que podem ser usados para diminuir a fatura nos meses posteriores. (ANEEL, 2012).

### **3.2 TRANSFORMADOR ELETRÔNICO**

Transformadores eletrônicos, também conhecido como SSTs (*solid state transformers* – transformadores de estado sólido) ou transformadores universais inteligentes, são equipamentos que obtêm a transformação de tensão por intermédio

de dispositivos de isolamento atuando em média ou alta frequência. (SHE; HUANG; BURGOS, 2013). Sendo assim, esses dispositivos são usualmente compostos por dois tipos de elementos: um transformador HF (*high frequency*) e circuitos chaveados de eletrônica de potência (GAO, Z.; FAN, 2016).

Gao, Z. e Fan (2016) citam que o transformador de alta frequência é empregado em conversores de forma a garantir a transferência de energia e a isolamento galvânica. O uso de frequências elevadas, de acordo com Huber e Kolar (2016), se justifica pelo aumento da densidade de potência do dispositivo, o que acarreta a diminuição do peso e volume do equipamento magnético. Figura 3.3, pode-se visualizar a discrepância de dimensões entre transformadores de baixa e alta frequência. A título de exemplificação, no estudo realizado por Kang, Enjeti e Pitel (1999), um transformador com núcleo convencional de aço silício com grão orientado operando a 1 kHz foi capaz de processar uma potência de 10 kVA, enquanto que o mesmo operando a 60 Hz proveu uma potência de apenas 3,17 kVA.

Figura 3.3 – Comparativo de tamanho entre um transformador convencional de 50 Hz e outro de 20 kHz feito em ferrite e com a mesma potência nominal.



Fonte: Gao, Z. e Fan (2016).

O outro estágio presente em PETs são os circuitos de eletrônica de potência. Estes circuitos geralmente possuem dispositivos de processamento para possibilitar o chaveamento. Assim, diversas funções adicionais são possíveis de serem implementadas nesses equipamentos, como monitoramento e controle das variáveis elétricas da rede.

### **3.2.1 Comparativo entre transformadores convencionais e eletrônicos**

Segundo Dias (2013), transformadores eletrônicos apresentam como vantagens:

- a) correção ativa do fator de potência;
- b) regulação da tensão de saída;
- c) filtragem de conteúdo harmônico;
- d) limitação de corrente de curto-circuito;
- e) tolerância a afundamentos de tensão;
- f) disponibilidade de barramentos CC.

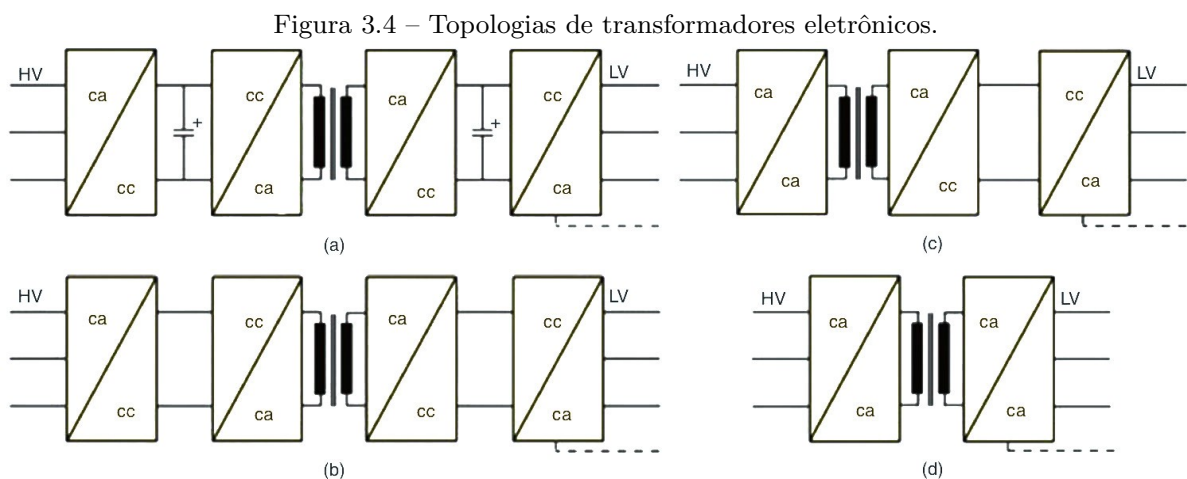
Como desvantagens se citam o alto custo inicial, eficiência mais baixa quando operando em carga nominal e as questões relativas à confiabilidade do sistema.

### **3.2.2 Classificação pelos estágios de conversão**

Um dos critérios mais comuns para se classificar topologias de PETs se baseia no número de estágios de conversão de energia. Em geral, os transformadores eletrônicos provêm duas portas CA, sendo uma de alta (HV) e outra de baixa (LV) tensão, mimetizando os transformadores convencionais. A Figura 3.4a é uma topologia de três estágios e também uma das opções mais populares no que se refere a aplicações de redes inteligentes, ao se adicionar



capacitores nos barramentos CC pode-se obter uma arquitetura modular. Figura 3.4b consiste basicamente na mesma topologia sem os capacitores de barramento, essa pode prover uma maior densidade de energia, mas passa a ser necessário o uso de conversores matriciais indiretos. Já na Figura 3.4c é uma topologia de dois estágios enquanto Figura 3.4d é de estágio único. (BRIZ *et al.*, 2016).



Fonte: Adaptado de Briz *et al.* (2016).

### 3.3 CONVERSOR DAB

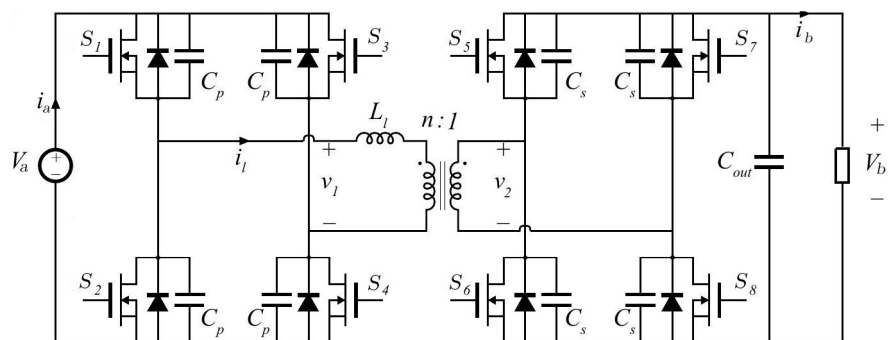
Krismer (2010, p. 55, tradução nossa) define o conversor DAB convencional como “duas pontes completas alimentadas por fonte de tensão e conectadas por meio de um transformador de isolamento”. A Figura 3.6 mostra um circuito implementado com transistores do tipo IGBT. Este opera de maneira unidirecional transferindo energia da fonte  $V_a$  para a carga. No entanto, a definição dada se completa por intermédio do capacitor de barramento  $C_b$ , que consegue alimentar o secundário como uma fonte de tensão quando necessário. Mais detalhes do funcionamento do conversor podem ser vistos no capítulo 4.

Adicionalmente, ainda com relação à Figura 3.6, pode-se observar que as chaves são compostas pelo próprio IGBT, um diodo em antiparalelo para prover condução bidirecional e um capacitor. Este último tem por função amortecer

sobretensões e favorecer a comutação ZVS, reduzindo as perdas de chaveamento. No entanto, esses capacitores não são necessários caso a chave semicondutora seja do tipo MOSFET, pois as capacitâncias parasitas destas são suficientes para garantir a comutação suave. Já os diodos ainda são requeridos nesse caso, pois aqueles intrínsecos ao MOSFET possuem tempo de comutação muito superior quando comparados aos da própria chave. (SHA *et al.*, 2014).

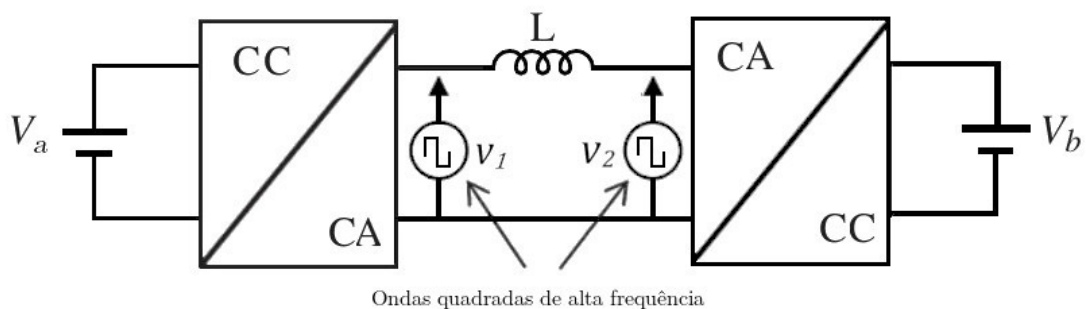
Por sua vez, Abad (2016, p. 327, tradução nossa) diz que “a ideia do conversor consiste em transferir potência e energia entre fontes de tensão alternadas  $V_1$  e  $V_2$ ”. A Figura 3.5 ilustra esse princípio de funcionamento, porém o isolamento foi removido e substituído por um modelo equivalente, apenas com a indutância de dispersão do circuito. A transferência de potência então se dá de acordo com a diferença angular das tensões de saída das duas pontes, onde a mais adiantada fornece energia e a atrasada recebe. (ABAD, 2016).

Figura 3.6 – Conversor DAB com IGBTs.



Fonte: Adaptado de Costinett; Zane e Maksimovic (2012).

Figura 3.5 – Conceito de funcionamento do conversor DAB.



Fonte: Adaptado de Abad (2016).

Entre as características deste conversor podemos citar: isolamento galvânico, possibilidade de transmissão bidirecional, uso de elementos considerados parasíticos dentro do princípio de funcionamento do conversor e uma região intrínseca de atuação com comutação suave sob zero de tensão. Essas duas últimas características concedem ao circuito elevada densidade de potência. (KRISMER, 2010).

Um parâmetro importante em conversores DAB é a relação de transformação ( $d$ ), dada pela equação 3.1. De acordo com Kirsten (2014), diz-se que quando  $d > 1$ , o conversor atua como abaixador, enquanto que  $d < 1$  indica o funcionamento do mesmo aumentando a tensão do secundário. Adicionalmente, Alonso *et al.* (2010) mostra que a faixa de comutação ZVS está relacionada com esta variável, em condições ideais o conversor DAB opera em *soft switching* em toda a sua faixa de operação quando a relação de transformação é igual à unidade.

$$d = \frac{V_a}{nV_b} \quad (3.1)$$

### 3.3.1 Estratégias de modulação

Diversas modulações vêm sendo propostas para controlar a operação do conversor DAB. A mais comum se baseia apenas na defasagem dos sinais de acionamento entre as duas pontes, enquanto outras atuam também na razão cíclica das pontes para tentar diminuir a corrente circulante no circuito e ampliar a faixa de comutação ZVS. A seguir é apresentado um resumo das principais técnicas que são: defasagem angular de dois níveis, defasagem angular estendida, dupla defasagem angular e tripla defasagem angular.

A defasagem angular de dois níveis ou PSM (*phase-shift modulation*) foi o método originalmente proposto por De Doncker, Divan e Kheraluwala (1991b). De

acordo com Krismer (2010), essa é também a forma mais usada atualmente devido à sua simplicidade de atuação. A PSM permite o controle do fluxo de potência a partir da variação do ângulo de fase das tensões no transformador. Para isto, são aplicados sinais de chaveamento às duas pontes do circuito com parâmetros constantes de frequência e razão cíclica, este de no máximo 50%, mas com a defasagem requerida. Como desvantagens se pode citar altos valores RMS de corrente principalmente quando operando em amplas faixas de variação de tensão (KRISMER, 2010) e limitada faixa de operação com comutação suave devido ao aumento de energia reativa no transformador (KIRSTEN, 2014).

Já a defasagem angular estendida ou EPS (*extended phase shift*), além da manipulação do ângulo de fase, também aplica modulação por largura de pulso em uma das pontes. Assim, a variação de *duty cycle* passa a controlar uma das tensões de barramento de forma a trazer a relação de transformação para mais próximo do valor unitário. Como vantagens dessa metodologia tem-se a diminuição da energia reativa que circula no circuito e o conseqüente aumento da região de comutação suave. Como desvantagem se pode citar a necessidade de implantar algoritmos mais complexos para o controle. (KIRSTEN, 2014).

Por sua vez, o método de dupla defasagem angular ou DPS (*dual phase shift*) realiza também a modulação da segunda ponte com a mesma razão cíclica da primeira. Este método permite diminuir os valores de corrente no conversor, além de ampliar ainda mais a faixa de operação em comutação suave em relação à defasagem angular estendida. (KIRSTEN, 2014).

Por fim, a tripla defasagem angular ou TPS (*triple phase-shift*) consiste na aplicação de diferentes razões cíclicas nas duas pontes do conversor. Esta pode ser vista como a forma generalizada de atuação, sendo as anteriores casos particulares de implementação. A TPS possui 3 graus de liberdade, mas não apresenta uma

forma fechada de operação. Sendo assim, a aplicação deste método tem ocorrido apenas em estudos que visam otimização da operação do conversor DAB. (KIRSTEN, 2014).

Neste capítulo foram apresentados os principais conceitos teóricos abordados na monografia. Foram discutidos os tópicos de redes inteligentes e como transformadores eletrônicos se encaixam dentro deste paradigma. Além disso, os fundamentos do conversor DAB foram abordados. No próximo capítulo, os estudos sobre este conversor serão aprofundados no que tange uma descrição detalhada de funcionamento e o equacionamento do mecanismo de transmissão bidirecional de potência.

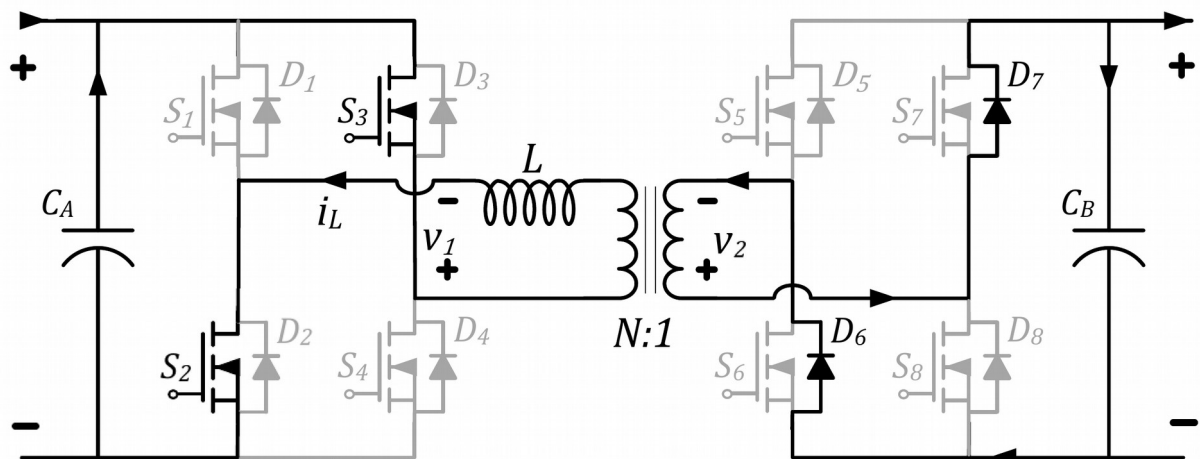
## 4 OPERAÇÃO DO CONVERSOR DAB

Os princípios de funcionamento do conversor DAB são estudados nesta seção. Para isso, o circuito é visto operando em defasagem angular de dois níveis, conforme já apresentado por De Doncker, Divan e Kheraluwala (1991a, b), Sha *et al.* (2014) e Silva (2013). Essa modulação foi escolhida para a explicação por ser simples e comumente usada, como apresentado anteriormente em 3.3.1.

### 4.1 OPERAÇÃO EM DEFASAGEM ANGULAR DE DOIS NÍVEIS

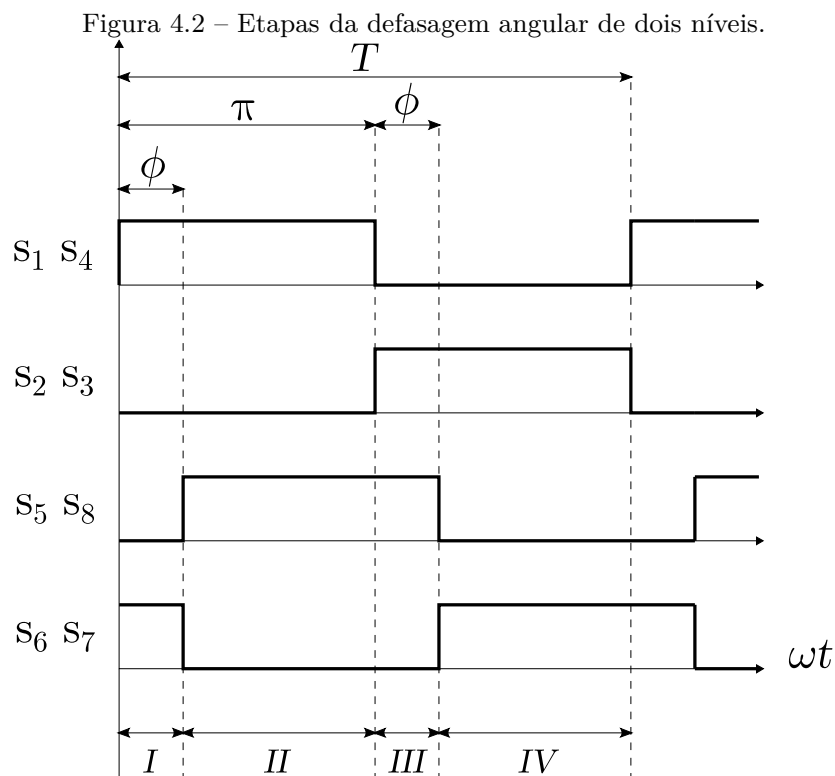
Para a realização desta análise, o circuito apresentado na Figura 4.1 é usado como referencial. Neste, temos a indicação do fluxo de corrente no momento imediatamente anterior ao início do ciclo de chaveamento. Além disso, as indutâncias de dispersão do primário e secundário do transformador mais a auxiliar são representadas pelo indutor  $L$ . Também é necessário definir, para a explicação, que a tensão nominal está sendo aplicada em ambas as pontes e o circuito opera em regime permanente, ou seja, capacitores de filtro dos barramentos estão carregados e há fluxo de potência de uma ponte para a outra. Adicionalmente, o tempo morto e as capacitâncias *snubber* são desconsiderados em prol da simplificação da explicação.

Figura 4.1 – Conversor DAB com indicação do fluxo de corrente anterior ao início do ciclo.



Fonte: Silva (2013).

Durante a explicação, um ciclo de chaveamento foi dividido em quatro etapas, conforme mostrado na Figura 4.2. O circuito encontra-se inicialmente com as chaves S2, S3, S6 e S7 em condução enquanto as outras encontram-se em bloqueio. A primeira etapa é iniciada com a comutação da ponte do lado esquerdo, enquanto S1 e S4 fecham, S2 e S3 abrem. Já na segunda ocorre a comutação do secundário após o primário ter decorrido um ângulo  $\phi$ , pré-determinado com relação ao valor de potência que se deseja transferir. A terceira advém de nova comutação do lado esquerdo, quando o sinal deste atinge 50% do ciclo. Por fim, o secundário comuta novamente após em  $\pi + \phi$ , fazendo com que o circuito volte para a condição inicial. Esta sequência de chaveamento acarreta um fluxo de potência da esquerda para a direita, devido à comutação inicial ser da primeira ponte. Isso pode ser observado na Figura 4.1, pois enquanto o primário possui corrente positiva, a do secundário é negativa.

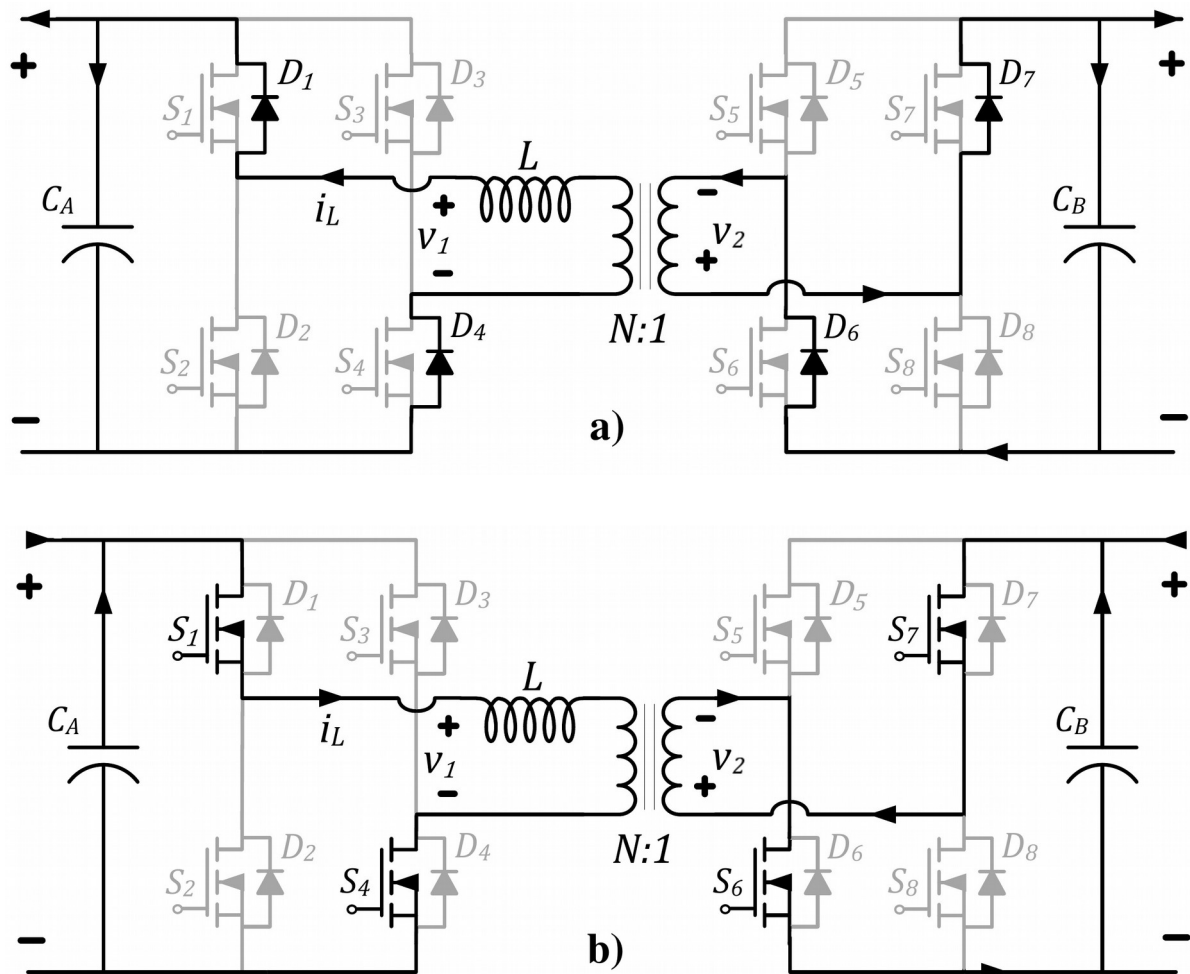


Fonte: Produção do próprio autor (2019).

### Etapa I ( $0 \leq \omega t < \phi$ )

Com a comutação do primário, ocorre uma inversão da tensão aplicada aos elementos indutivos do circuito. Isto leva a um transitório, pois os indutores tentam manter o sentido de condução mesmo após essa inversão. Dessa forma, o fluxo de corrente ocorre pelos diodos em antiparalelo com  $S_1$  e  $S_4$ , como mostrado na Figura 4.3a. Assim que a energia armazenada no campo magnético de dispersão é descarregada, a condução passa a ocorrer pelos transistores do primário no sentido positivo. Além disso, o fluxo do secundário também se altera para ficar em conformidade com a nova polaridade do transformador, Figura 4.3b.

Figura 4.3 – Fluxo de corrente na etapa I.

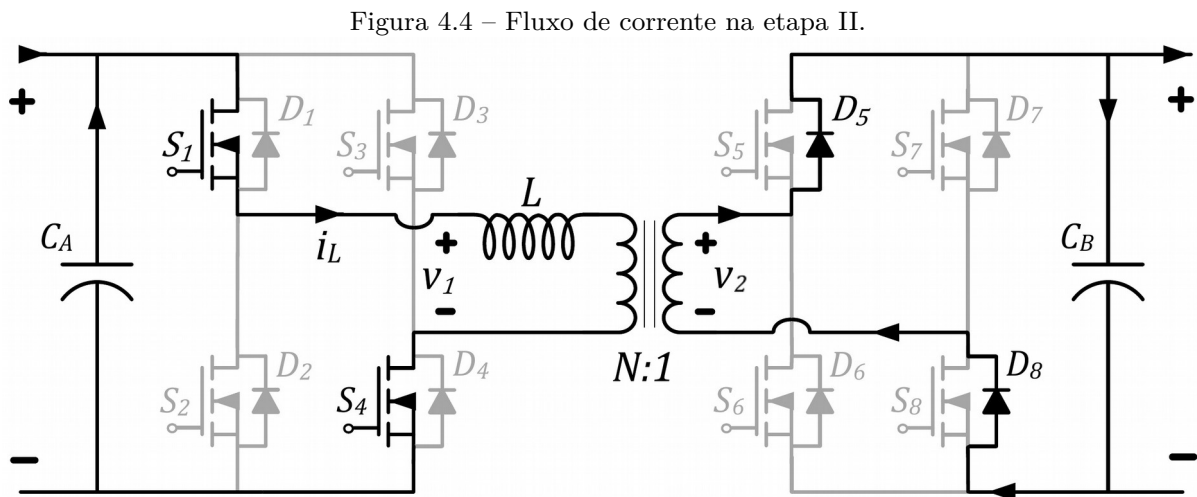


a) início da etapa e b) final da etapa. Fonte: Adaptado de Silva (2013).



### Etapa II ( $\phi \leq \omega t < \pi$ )

Os efeitos da comutação do secundário nesta etapa podem ser visualizados na Figura 4.4. A corrente passa a fluir pelos diodos em antiparalelo à S5 e S8, mas o sentido em relação ao transformador se mantém inalterado. No entanto, a fonte passa a receber potência novamente em vez de acrescentar. Diferentemente da etapa anterior, não houve alteração no sentido do fluxo no elemento indutivo, pois o outro lado do circuito, no caso o primário, continua fornecendo energia ao mesmo.

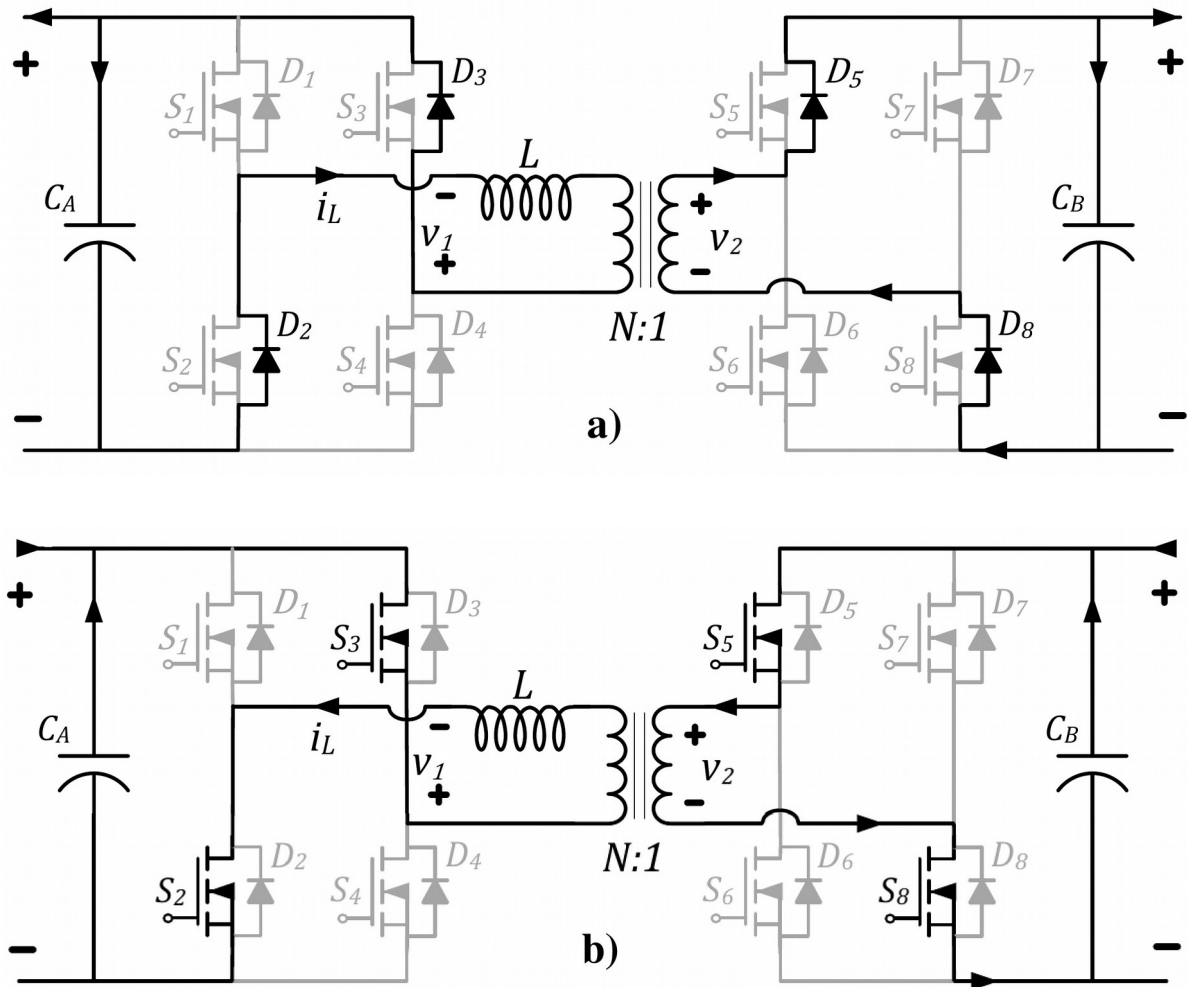


Fonte: Silva (2013).

### Etapa III ( $\pi \leq \omega t < \pi + \phi$ )

Com a nova comutação do primário, as chaves S1 e S4 voltam a fechar, enquanto S2 e S3 recebem sinais, em seus terminais de comando, para que abram. A Figura 4.5 mostram o comportamento do circuito no início e no final desta fase, respectivamente. Os elementos indutivos entram novamente em estado transitório para impedir a variação do sentido da corrente, assim a condução se dá pelos diodos em antiparalelo. Já em estado permanente, o fluxo de corrente ocorre pelas chaves.

Figura 4.5 – Fluxo de corrente na etapa III.



a) início da etapa; b) final da etapa. Fonte: Adaptado de Silva (2013).

#### Etapa IV ( $\pi + \phi \leq \omega t < 2\pi$ )

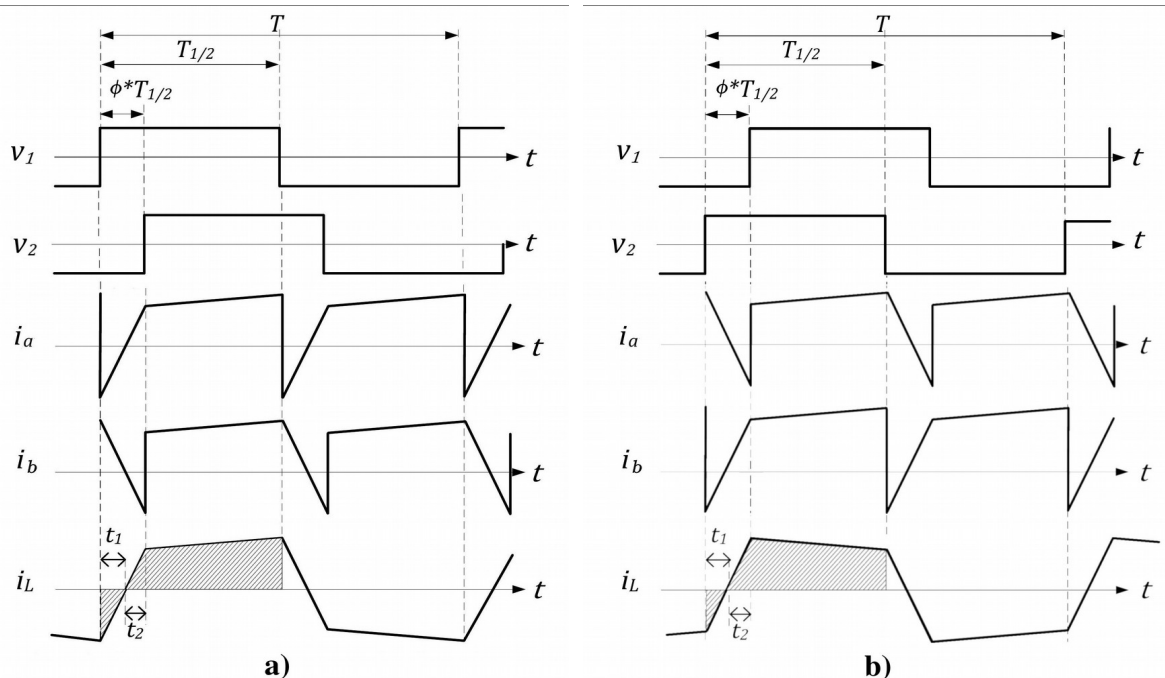
Por fim, ocorre a comutação novamente do secundário. Quando S5 e S8 saem de condução, a corrente passa a ser conduzida pelos diodos, de maneira similar à segunda fase. Figura 4.1, no início desta subseção, ilustra esse comportamento no circuito.

#### Inversão do fluxo de potência

Considerando o mesmo estado inicial do circuito, mas uma diferente ordem de comutação, pode-se visualizar a inversão do sentido de transmissão de potência. Caso a Etapa I consista na comutação da ponte da direita primeiro, a corrente

passa a sair da fonte do secundário para o transformador. Na próxima etapa, ao comutar o primário, não haverá mudança no fluxo de corrente no indutor, pois o lado direito continua fornecendo energia aos elementos indutivos. No entanto, a corrente passa a fluir pelos diodos em antiparalelo no lado esquerdo em direção ao positivo da fonte. Isso caracteriza a inversão do fluxo de potência, uma vez que passa a ocorrer o carregamento da fonte A ao invés da fonte B, como foi mostrado na análise anterior. Figura 4.6 ilustra esses conceitos.

Figura 4.6 – Transferência bidirecional de potência.



a) direto; b) inverso. Fonte: Adaptado de Silva (2013).

## 4.2 MODELO MATEMÁTICO DO CONVERSOR DAB IDEAL

A partir da análise do modo de operação feita na seção anterior, pode-se obter as equações que regem o comportamento do conversor DAB ideal em regime permanente. São desconsideradas as perdas do circuito, indutância de magnetização e capacitâncias parasitas e dos *snubbers*. Além disso, considera-se que estão sendo aplicadas tensões  $V_a$  e  $V_b$  constantes nos barramentos. Esta modelagem já foi

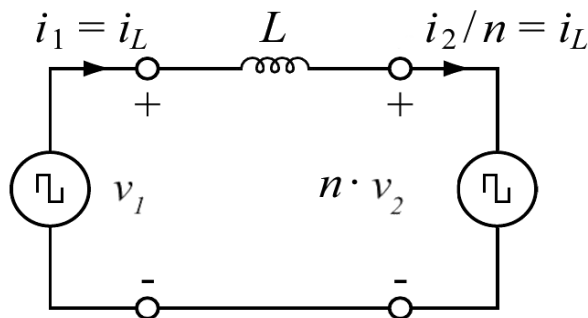
abordada anteriormente na literatura, como em: (KRISMER, 2010), (QIN, 2012) e (KIRSTEN, 2014).

O conversor DAB sem perdas é representado pelo circuito equivalente da Figura 4.7. Neste temos que o secundário está refletido no primário, o transformador e o indutor de dispersão foram substituídos pela indutância  $L$  e as pontes são representadas pelas fontes de ondas quadradas. Assim, pode-se definir a expressão geral para a tensão no elemento indutivo pela equação 4.1, onde  $n$  representa a relação de espiras do transformador. Logo, as correntes podem ser obtidas pela integral na equação 4.2, onde  $t_0$  é o tempo inicial da etapa de comutação e  $t_1$  é o tempo final.

$$V_L(t) = V_1(t) - n \cdot V_2(t) \quad (4.1)$$

$$i_L(t_1) = i_L(t_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_1} V_L(t) dt \quad (4.2)$$

Figura 4.7 – Circuito equivalente do conversor DAB ideal.



Fonte: Adaptado de Krismer (2010).

Como as fontes fornecem ondas quadradas, pode-se associar valores de tensões definidos a cada etapa do ciclo de chaveamento. Com base no estudo das comutações feito na seção anterior, são listadas no Quadro 4.1 as variações de tensão com relação aos valores aplicados aos barramentos das pontes primária e secundária.

Quadro 4.1 – Tensões no primário e secundário.

Etapa	$V_1$	$V_2$
I	+Va	-Vb
II	+Va	+Vb
III	-Va	+Vb
IV	-Va	-Vb

Fonte: Produção do próprio autor (2019).

Dessa forma, a equação 4.3 define a tensão aplicada no indutor para cada etapa do ciclo de chaveamento. Subsequentemente, pode-se fazer o mesmo com relação às correntes ao se aplicar na equação 4.2 as tensões obtidas. Assim, a corrente no indutor para cada etapa é dada na equação 4.4. Note o primeiro termo representa a corrente no início da etapa e que foi feita uma manipulação para inserir o parâmetro  $\omega$  e deixar a expressão em função do ângulo, em conformidade com as condições fornecidas nas sentenças.

$$V_L(\omega t) = \begin{cases} V_a + nV_b, & \text{se } 0 \leq \omega t < \phi \\ V_a - nV_b, & \text{se } \phi \leq \omega t < \pi \\ -V_a - nV_b, & \text{se } \pi \leq \omega t < \pi + \phi \\ -V_a + nV_b, & \text{se } \pi + \phi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (4.3)$$

$$i_L(\omega t) = \begin{cases} -i_i(V_a + nV_b) \frac{\omega t}{\omega L}, & \text{se } 0 \leq \omega t < \phi \\ i_i + (V_a - nV_b) \frac{\omega t}{\omega L}, & \text{se } \phi \leq \omega t < \pi \\ i_i - (V_a + nV_b) \frac{\omega t}{\omega L}, & \text{se } \pi \leq \omega t < \pi + \phi \\ -i_i + (-V_a + nV_b) \frac{\omega t}{\omega L}, & \text{se } \pi + \phi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (4.4)$$

A fim de calcular a potência transferida pelo circuito, deve-se definir as expressões para as correntes no barramento primário e secundário. Assim:

$$i_a(\omega t) = \begin{cases} i_L(\omega t), & \text{se } 0 \leq \omega t < \pi \\ -i_L(\omega t), & \text{se } \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (4.5)$$

$$i_b(\omega t) = \begin{cases} i_L(\omega t), & \text{se } 0 \leq \omega t < \phi \text{ ou se } \pi \leq \omega t < \pi + \phi \\ -i_L(\omega t), & \text{se } \phi \leq \omega t < \pi \text{ ou se } \pi + \phi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (4.6)$$

Por fim, a potência transmitida pode ser obtida a partir da média das correntes nos barramentos primário e secundário, logo:

$$P(\phi) = \frac{n V_a V_b \phi}{2 \pi f_s L} \frac{\pi - |\phi|}{\pi} \quad (4.7)$$

Neste capítulo o conversor DAB foi abordado de forma detalhada. O funcionamento do conversor foi descrito através de suas etapas de operação baseadas na defasagem dos sinais de chaveamento das pontes. Logo após, foi feito o equacionamento de suas tensões e correntes seguido da apresentação da potência ativa transferida pelo circuito. Na próxima seção serão discutidos os materiais utilizados e os métodos aplicados durante a realização do projeto.

## 5 METODOLOGIA

De acordo com Qin (2012, p. 7), o projeto de conversores eletrônicos possui quatro aspectos a se considerar, que consistem em: características específicas da aplicação, topologia do conversor, modelagem e controle. A análise da primeira provê o entendimento sobre os parâmetros que devem ser atendidos tanto pelo conversor quanto por seu controlador. O segundo item, topologia, tem por função fornecer o conhecimento do modo de operação e obter as diretrizes para o projeto do conversor. Já a modelagem deve ser feita de forma a descrever a dinâmica básica e quaisquer outras características relevantes à aplicação. Por fim, o controlador deve ser projetado para ajustar a resposta desejada em estado transiente e permanente.

Por sua vez, Barbi (2001, p. 3) define uma série de etapas com o intuito de guiar o projeto de dispositivos chaveados. Essas diretrizes, adaptadas à conjectura deste projeto, são listadas a seguir:

- a) especificação de parâmetros: frequência da rede, tensões nominais máxima e mínima, ondulação (rede e comutação), temperatura no local de instalação, etc.;
- b) definição de características: topologia do conversor, frequência de comutação, tipo de chave semicondutora, isolamento do circuito de comando;
- c) projeto do conversor CC-CC isolado;
- d) cálculo dos estágios de entrada e saída;
- e) circuito de chaveamento e componentes externos;
- f) projeto do controlador;
- g) cálculo da fonte auxiliar, se aplicável;
- h) cálculo do filtro de rádio frequência, se aplicável.

## 5.1 MATERIAIS

O desenvolvimento deste trabalho foi realizado no laboratório de Máquinas Elétricas e Conversão de Energia do *campus* Divinópolis do CEFET-MG (Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais). Nas subseções a seguir, serão descritos os materiais que foram utilizados para a execução do projeto.

### 5.1.1 Fonte de Alimentação

Fontes de alimentação Icel PS-5000 disponíveis no laboratório foram utilizadas para alimentação do experimento. Os equipamentos possuem duas saídas independentes que fornecem tensão de 0 a 32V e corrente máxima de 3 A, Estas podem ser ligadas em série, para dobrar o valor máximo de tensão ou operar em modo simétrico, ou em paralelo, dobrar a capacidade de corrente. Adicionalmente, as fontes possuem modo de tensão e corrente constante, proteção contra curto. (ICEL, 2011).

### 5.1.2 FPGA

Para gerar os sinais de chaveamento foi escolhida a plataforma FPGA (*field programmable gate array*). A seleção destes dispositivos se dá pelo fato que a modulação requerida pelo conversor DAB é não convencional, sendo baseada na defasagem angular. Assim, microcontroladores deixam de ser uma opção interessante, pois teriam que gerar os sinais de saída por meio de código ao invés do uso de periféricos.

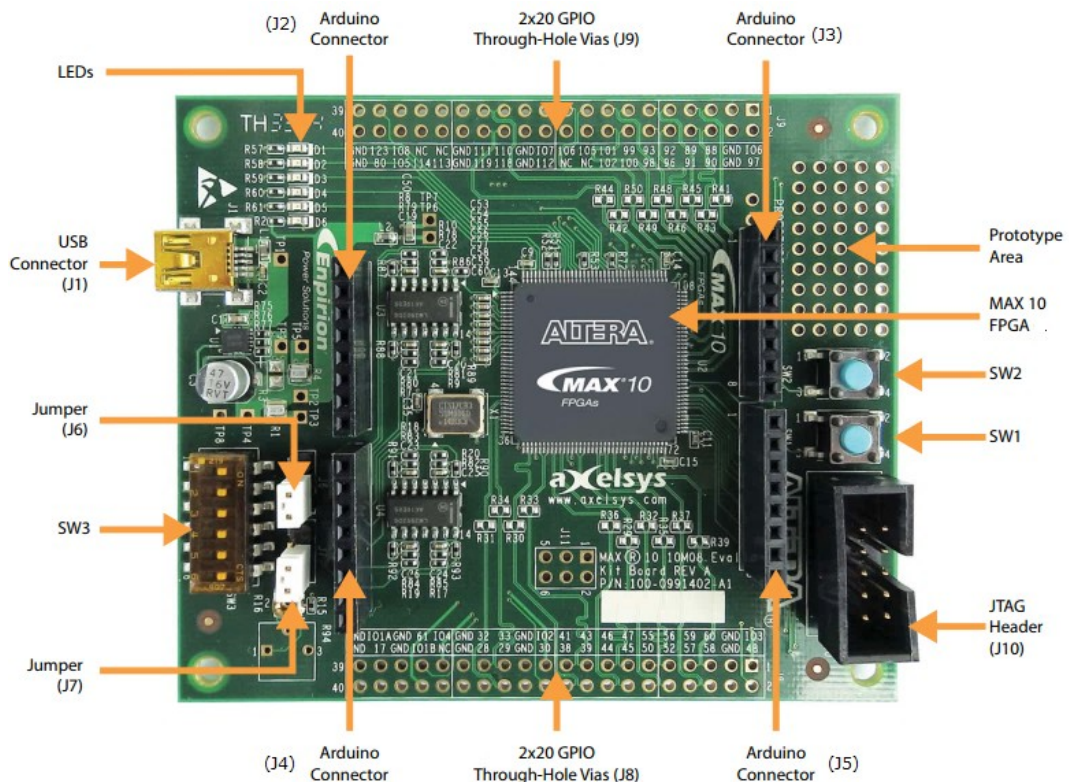
O dispositivo utilizado foi a placa de avaliação EV10M08 da Altera. Esta possui um processador MAX 10 operando com *clock* de 50 MHz. Adicionalmente, o circuito integrado conta com um conversor analógico digital de 12 bits e 1 MSPS (*million samples per second*) que pode ser compartilhado por até 8 entradas



analógicas. O módulo possui ao todo 54 portas GPIO (*general purpose input output*), sendo que 14 destas estão dispostas para serem compatíveis com a pinagem do Arduino. Por fim, o sistema também pode se comunicar em tempo real com computadores através do protocolo JTAG. (ALTERA, 2015).

A Figura 5.1 apresenta o módulo FPGA e indica a localização dos principais componentes existentes na placa. Pode-se destacar um conjunto de chaves (SW1 a SW3), conector para alimentação (J1), conectores compatíveis com padrão Arduino (J2 a J5), *jumpers* de configuração (J6 e J7) e área de prototipação com vias para os pinos de propósito geral do processador. Adicionalmente, o Quadro 5.1 traz as funções e nomenclaturas dos pinos presentes nos conectores J2 a J5.

Figura 5.1 – Placa EV10M08.



Fonte: Adaptado de Altera (2015).

Quadro 5.1 – Função dos pinos e conectores da placa EV10M08 e sua correlação com o Arduino.

Placa	Referência Arduino	Função
J2	POWER	Pinos de alimentação e <i>reset</i>
J3.1	ANALOG_VREF	Referência analógica ( $V_{ref}$ )
J3.2	GND	Entrada com sinal de terra
J3.3 a J3.8	ARDUINO_IO13 a ARDUINO_IO8	Entradas e saídas digitais
J4	ARDUINO_A0 a ARDUINO_A7	Entradas analógicas
J5	ARDUINO_IO7 a ARDUINO_IO0	Entradas e saídas digitais

Fonte: Altera (2015).

### 5.1.3 Indutores

Diversos indutores foram utilizados durante o decorrer dos experimentos como transformadores ou para promover dispersão. Todos eram compostos por núcleos toroidais de ferrite e cada enrolamento era composto por fios de cobre trançados para reduzir o efeito pelicular. A Figura 5.2 mostra um transformador de quatro enrolamentos que foi manufaturado para um dos ensaios.

Figura 5.2 – Transformador com quatro enrolamentos.



Fonte: Produção do próprio autor (2019).

#### 5.1.4 Medidor LCR

O medidor de LCR Agilent/Keysight Technologies U1733C foi utilizado para obtenção dos parâmetros dos indutores. Este dispositivo é capaz de medir resistência, indutância, capacitância e impedância equivalente dos componentes em 5 frequências diferentes: 100 Hz, 120 Hz, 1 kHz, 10 kHz e 100 kHz (KEYSIGHT TECHNOLOGIES, 2017).

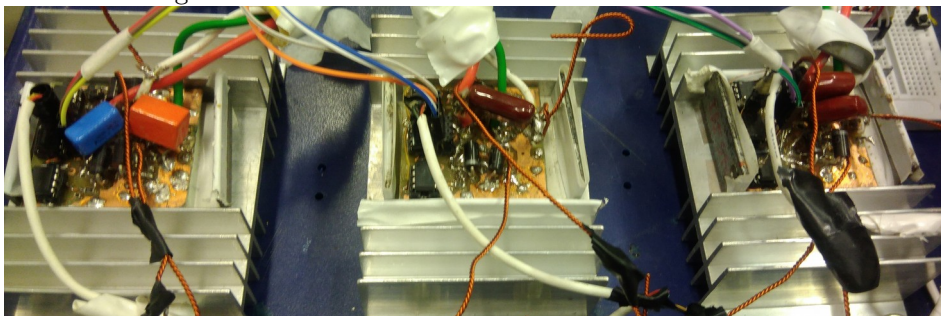
#### 5.1.5 Osciloscópio

Os osciloscópios Tektronix TBS 1062 presentes no laboratório foram utilizados para a medição direta de tensões e aquisição das formas de onda (tensão e corrente). O equipamento possui uma banda de passagem de 60 MHz e taxa de amostragem máxima de 1000 MSPS (TEKTRONIX, [S.d.]).

#### 5.1.6 Ponte H

Constituindo o conversor DAB, foram utilizadas 4 pontes H fornecidas pelo orientador do projeto. Para o lado primário serão utilizados três módulos baseados no MOSFET IRF540. Já para o secundário será utilizada uma ponte H baseada no MOSFET IRFP460. Ambos os conjuntos de ponte possuem opto acopladores para isolar o circuito de comando e *gate drivers* para acionar as chaves.

Figura 5.3 -- Pontes H baseadas no MOSFET IRF540.



Fonte: Produção do próprio autor (2019).

### 5.1.7 Sensor de Corrente

A medição de corrente dos experimentos foi realizada pelo transdutor LA 55-P. Este tem seu princípio de funcionamento baseado no efeito hall, provendo isolamento galvânico entre o circuito de potência e instrumentação. O sensor tem por limites máximos de corrente  $\pm 100$  A de pico e 50 A RMS nominal e necessita de alimentação simétrica de  $\pm 12$  V para operar (LEM, 2018). O enrolamento primário e a montagem do sensor estão configurados de tal forma que a relação entre a corrente medida e a tensão de saída é de 5A/V.

### 5.1.8 Programas de computador

Programas computacionais serão utilizados com o intuito de realizar simulações dos circuitos desenvolvidos e programar o firmware do dispositivo FPGA. Para isso, os softwares PSIM e Quartus Prime serão empregados.

#### PSIM

As simulações dos circuitos eletrônicos desenvolvidos são realizadas no software PSIM. Este foi escolhido por ter seu foco voltado a aplicações de eletrônica de potência, ser amplamente utilizado, bem documentado e incluir funções para a simulação com controladores.

#### Quartus Prime

O software Quartus Prime é destinado ao desenvolvimento, simulação e gravação do código para o FPGA. Sua escolha foi realizada por ser a plataforma disponibilizada pela Altera Corporation para trabalhar com seus dispositivos. Adicionalmente, o programa também possui uma interface para aquisição de dados e *debugging* de aplicações em execução nos módulos FPGA.

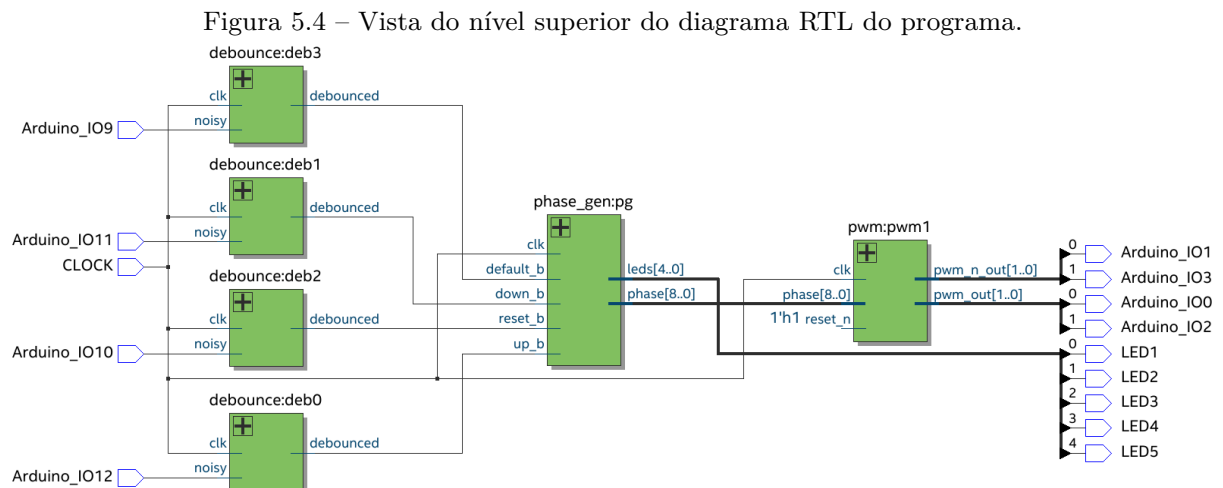
## 5.2 MÉTODOS

Serão abordados, neste subcapítulo, tópicos como a programação do dispositivo FPGA para gerar as ondas em defasagem angular, os procedimentos para simulação e a descrição dos experimentos realizados.

### 5.2.1 Programação do FPGA

O programa foi desenvolvido utilizando a linguagem VHDL e tem por objetivo fornecer as formas de onda defasadas para operar o protótipo didático de transformador eletrônico. Este é composto basicamente de dois módulos: *phase\_gen* para gerar o valor de defasagem angular baseado nas entradas dos botões e *pwm* para gerar os pulsos diretos e inversos de acionamento. Adicionalmente, *debouncers* foram incluídos para tratar as entradas de forma a evitar o transitório decorrente do pressionamento dos botões. Um diagrama RTL (*register transfer level*) do nível superior do programa é apresentado na Figura 5.4. O código completo está disponível online em: <https://github.com/femmanuelism/phaseshift>.

O código do módulo *phase\_gen* estipula um valor de defasamento angular em decorrência do acionamento de quatro botões. Dois destes incrementam ou



Fonte: Produção do próprio autor (2019).

decrementam a fase por um degrau estipulado no código. Um terceiro serve como *default*, impondo uma saída padrão. Por fim, o último atua como *reset*, reestabelecendo a fase para zero graus. Adicionalmente, o valor binário do defasamento atual é mostrado nos LEDs da placa e tem por função auxiliar uma verificação externa de funcionamento.

Por sua vez, o módulo *pwm* gera os sinais responsáveis pelo acionamento das pontes H. Cada canal de saída direto está relacionado a um contador cujo valor máximo de contagem é estipulado baseado no período desejado para o sinal PWM. O contador da primeira saída atua como referência, dessa forma, quando há mudança na defasagem estipulada, os demais são reiniciados em relação a esse. Além disso, a resolução em graus dos sinais varia conforme a frequência requerida, já que os incrementos de contagem são dependentes do *clock* base do FPGA.

### 5.2.2 Simulação do Conversor DAB

Um conjunto de simulações foi executado com o objetivo de explorar o comportamento do conversor DAB sob a luz de sua análise de funcionamento e do modelo matemático discutido no capítulo 4. As simulações foram feitas no software PSIM utilizando o modelo ideal do conversor. Para isso foram definidas especificações de funcionamento e derivadas os valores dos componentes do circuito, os quadros 5.2 e 5.3 mostram esses dados, respectivamente. O cálculo da indutância de dispersão é executado a partir da equação 4.7, enquanto o cômputo dos capacitores de barramento utiliza as expressões fornecidas por Kirsten (2014), equação 5.1.

$$C_a = \frac{P \phi_n}{2 \pi f_s V_{br}^2 V_{\%r}} \quad (5.1)$$

Quadro 5.2 – Especificação do conversor DAB da simulação.

Fluxo de potência	Bidirecional	
Tensão de entrada	$V_a$	180 V CC
Tensão de saída	$V_b$	20 V CC
Potência nominal	$P$	500 W
Frequência de chaveamento	$F_s$	50 kHz
Oscilação de tensão	$V_{\%r}$	1%

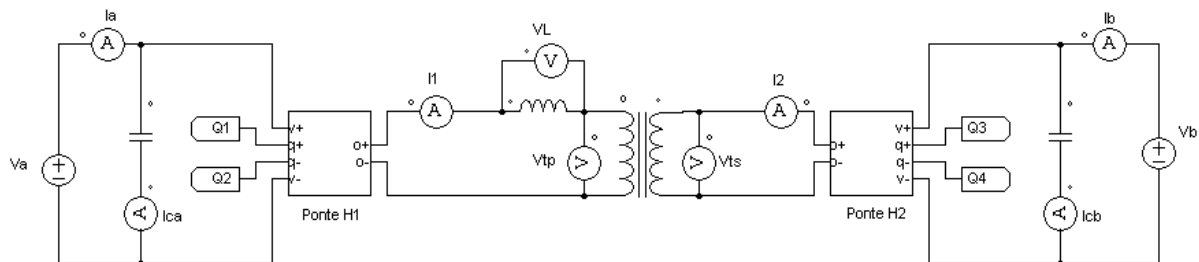
Fonte: Produção do próprio autor (2019).

Quadro 5.3 – Parâmetros do conversor da simulação.

Relação do número de espiras ( $n$ )	9
Indutância de dispersão total ( $L$ )	144 $\mu$ H
Capacitor do barramento primário ( $C_a$ )	5,1 $\mu$ F
Capacitor do barramento secundário ( $C_b$ )	416,7 $\mu$ F

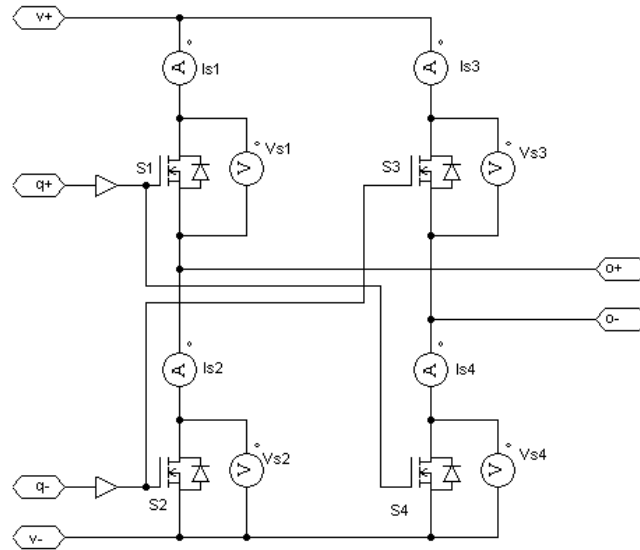
O modelo de simulação pode ser visto na Figura 5.5. O circuito das pontes completas foi criado em um arquivo à parte e está encapsulado de forma a poder ser reaproveitado em outros modelos de simulação do conversor, o mesmo é mostrado na Figura 5.6. Uma variedade de instrumentos virtuais de medição são indicados em ambas imagens e estão listados no Quadro 5.4.

Figura 5.5 – Modelo de simulação do conversor DAB.



Fonte: Produção do próprio autor (2019).

Figura 5.6 – Ponte H para simulação.



Fonte: Produção do próprio autor (2019).

Quadro 5.4 – Elementos sensores na simulação.

$V_a$	Tensão no barramento primário
$V_b$	Tensão no barramento secundário
$V_L$	Tensão no indutor de dispersão
$V_1$	Tensão no primário do transformador
$V_2$	Tensão no secundário do transformador
$V_{s\#}$	Tensão na chave “#” da ponte H
$I_a$	Corrente no barramento primário
$I_b$	Corrente no barramento secundário
$I_{ca}$	Corrente no capacitor do primário
$I_{cb}$	Corrente no capacitor do secundário
$I_1$	Corrente no primário do transformador
$I_2$	Corrente no secundário do transformador
$I_{s\#}$	Corrente na chave “#” da ponte H

Fonte: Produção do próprio autor (2019).

Diversas ensaios computacionais foram realizados a fim de extrair as formas de onda do circuito de forma a compreender as nuances de operação em fluxo bidirecional e com diferentes relações de transformação. Em seguida, foram

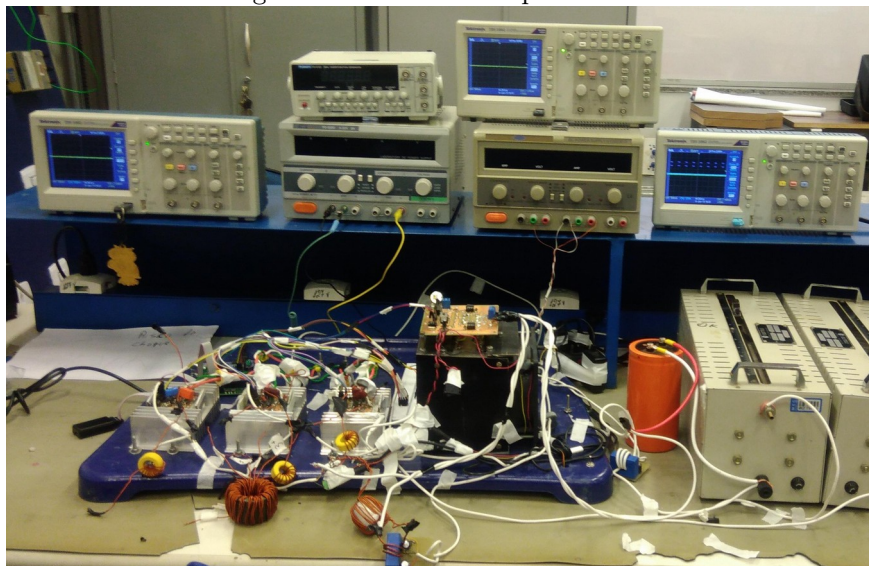


visualizadas as formas de onda da corrente nas chaves semicondutoras. Uma outra rodada de simulação correlacionou o ângulo de fase com o módulo do fluxo de potência. Por fim, analisou-se a operação do conversor tendo uma carga resistiva em seu secundário ao invés da fonte de tensão.

### 5.2.3 Experimentos

Dois experimentos foram organizados para fornecer uma melhor compreensão de algumas das características do conversor de pontes ativas duplas. Estes são apresentados nesta subseção e seus resultados discutidos no capítulo 6. O primeiro tem por finalidade avaliar na prática o funcionamento do conversor DAB com ambos os lados conectados a fontes de tensão e sua bidirecionalidade. Enquanto o segundo busca aproveitar a modularidade inerente às pontes completas para adotar uma estrutura em cascata. A Figura 5.7 mostra uma foto da bancada experimental com as pontes H e os indutores.

Figura 5.7 – Bancada experimental.

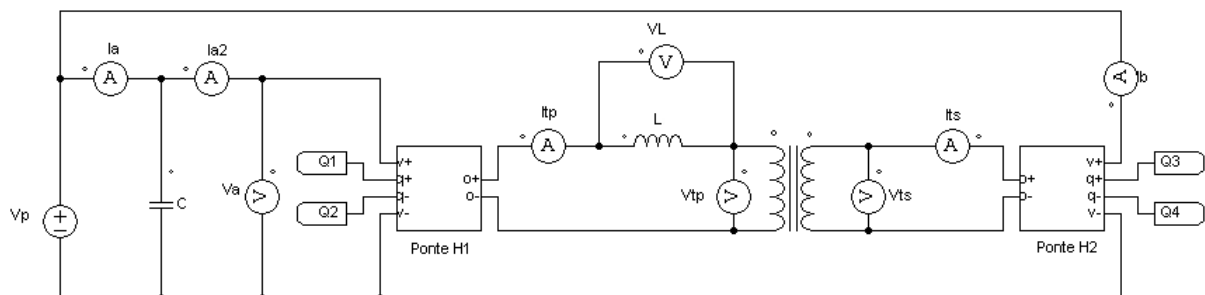


Fonte: Produção do próprio autor (2019).

No primeiro experimento o secundário do conversor é conectado ao primário, conforme apresentado na Figura 5.8. Isto é possível em decorrência do

isolamento galvânico provido pelo transformador. Esta configuração permite a realização de testes de bidirecionalidade mesmo se a fonte de alimentação não for bidirecional, uma vez que a energia fica retida dentro do circuito. Além disso, apenas uma fonte passa a ser necessária, o que pode facilitar a realização de testes com níveis elevados de tensão. Neste experimento, foi utilizado um indutor de dispersão de aproximadamente  $600 \mu\text{H}$ , capacitor de  $2250 \mu\text{F}$  e um transformador 1:1. A frequência de chaveamento utilizada foi de  $50 \text{ kHz}$ .

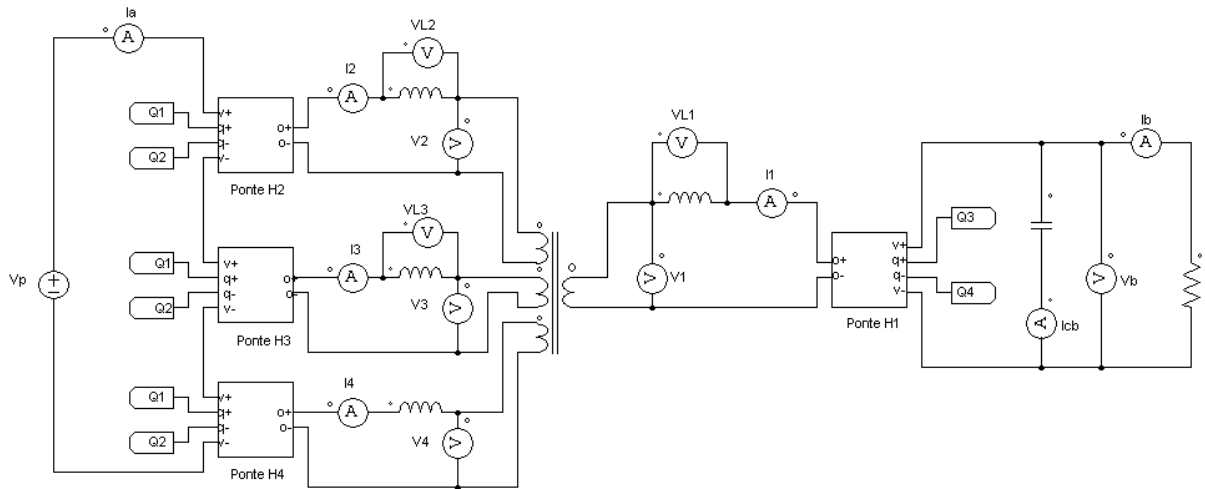
Figura 5.8 – Experimento 1: Secundário conectado ao primário.



Fonte: Produção do próprio autor (2019).

O segundo experimento consiste na conexão de múltiplas pontes em um dos braços do conversor em uma formação ISOP, conforme mostrado na Figura 5.9. Dessa forma a tensão de entrada do lado de alta do conversor passa a ser dividida entre as pontes, o que pode possibilitar o uso de níveis maiores de tensão que o nominal das chaves semicondutoras. O objetivo é analisar o comportamento do sistema nessa configuração e verificar a aplicabilidade. Foram adicionados indutores auxiliares em cada uma das pontes em cascata para dificultar a injeção de corrente entre as mesmas caso ocorra um desbalanço do circuito. No entanto, a indutância desses também corrobora para a dispersão total do circuito.

Figura 5.9 – Experimento 2: Pontes conectadas em cascata



Fonte: Produção do próprio autor (2019).

Este capítulo apresentou os materiais utilizados durante a pesquisa e os métodos empregados. Neste foi visto a estrutura do programa para FPGA criado com a função de gerar os sinais de defasamento angular e foram abordados os procedimentos propostos para simulação e experimentos. O próximo capítulo tratará dos resultados obtidos e da análise dos mesmos para

## 6 RESULTADOS

Esta seção se destina a apresentar os dados obtidos através de simulações e experimentos práticos de forma a compará-los e contrastá-los. A descrição em detalhes dos procedimentos da simulação e dos experimentos pode ser encontrada na seção 5.2.

### 6.1 SIMULAÇÃO

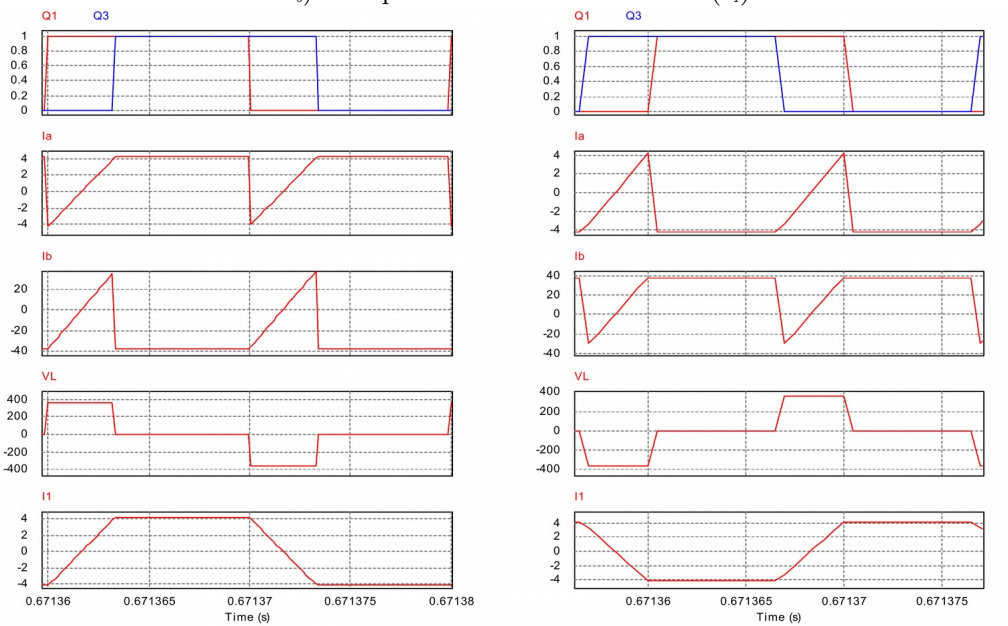
Esta subseção apresenta os resultados da simulação proposta em 5.2.2, que tem por objetivo comprovar as formas de onda de tensão e corrente previstas durante a descrição da operação do conversor DAB no capítulo 4.

#### 6.1.1 Tensão no indutor de dispersão e correntes nos barramentos e primário do transformador

Nesta etapa, foram realizadas 4 simulações com as características listadas na Tabela 6.1 e  $time\ step = 160\ ns$ . As duas primeiras tiveram por função comprovar o mecanismo de transmissão de potência direto (da ponte primária para a secundária) e inverso, enquanto as outras duas serviram para verificar a influência da relação de transformação ( $d$ ). As formas de onda da tensão no indutor de dispersão ( $V_L$ ) e correntes nos barramentos ( $I_a$  e  $I_b$ ) e no primário do transformador ( $I_1$ ) podem ser vistas na Figura 6.1. Faz-se importante ressaltar que o formato da onda da corrente  $I_b$  está invertido em relação àquele mostrado na Figura 4.6. Isso ocorre, pois na simulação o fluxo de corrente positivo no secundário foi definido como aquele saindo pelo positivo de sua respectiva fonte.

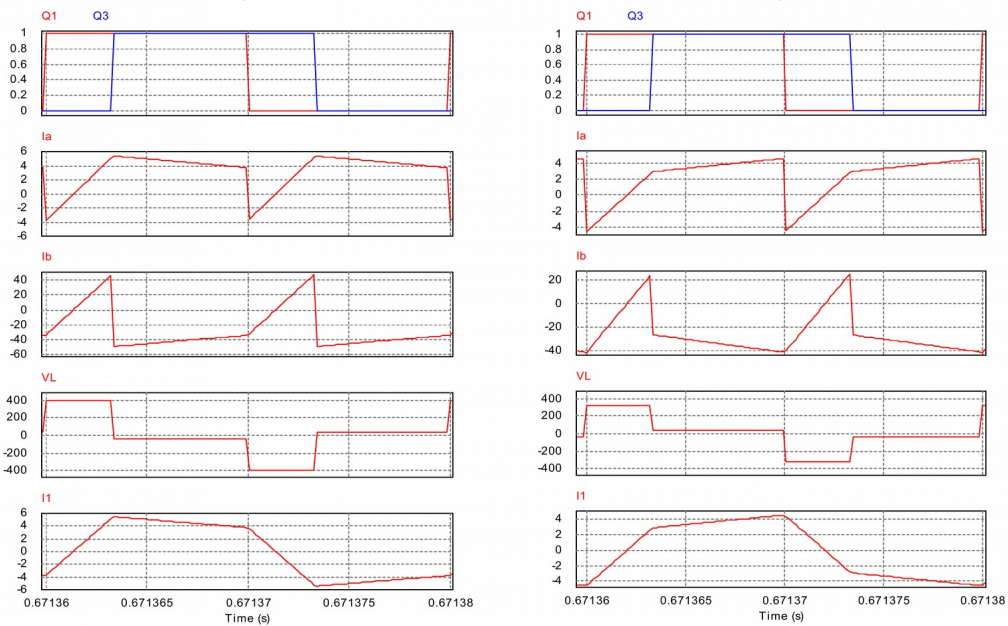
Tabela 6.1 – Simulações para obtenção das formas de onda.

Simulação	$d$	$\phi$
1	1	$60^\circ$
2	1	$-60^\circ$
3	0,83	$60^\circ$
4	1,25	$60^\circ$

Figura 6.1 – Tensões no indutor de dispersão ( $V_L$ ) e correntes nos barramentos ( $I_a$  e  $I_b$ ) e no primário do transformador ( $I_1$ )

a)

b)



c)

d)

a)  $60^\circ$  e  $d=1$ ; b)  $-60^\circ$  e  $d=1$ ; c)  $60^\circ$  e  $d=0,83$ ; d)  $60^\circ$  e  $d=1,25$ . Fonte: Produção do próprio autor (2019).

Como pode ser visto, durante o intervalo de tempo para a comutação da segunda ponte, o indutor de dispersão deve suportar uma tensão de aproximadamente o dobro da aplicada ao barramento primário (considerando que o indutor se encontra nesse mesmo barramento). Isso pode levantar questões relacionadas à isolação quando operando em altas tensões. No entanto, se posicionado no secundário, o mesmo estará submetido às altas correntes daquele lado.

Em relação ao fluxo de potência, pode-se observar a simetria do circuito. Em ambas as situações, descritas na Figura 6.1a e b, foram obtidos valores similares, com a diferença sendo apenas a inversão das formas de onda.

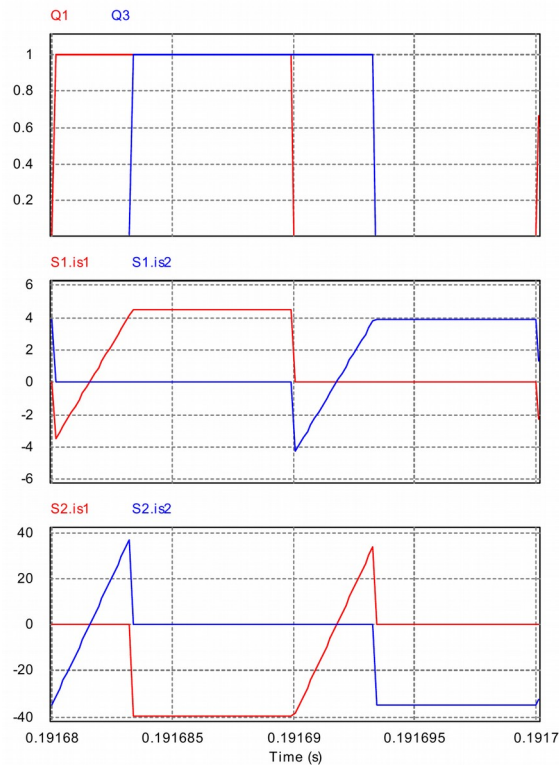
Por fim, pode-se notar que a operação com diferentes relações de transformação altera levemente as formas de onda das correntes nos barramentos. Os trechos retos que correspondiam a ambas as pontes na mesma posição de comutação, passam a ter uma leve inclinação. Além disso, os valores das correntes aumentam para  $d < 1$  e diminuem no caso de  $d > 1$ .

### 6.1.2 Correntes nas chaves

Nesta simulação, o objetivo foi estudar as formas de onda da corrente nas chaves. A Figura 6.2 mostra as correntes em S1 e S2 (indicadas como S1.is1 e S1.is2) e em S4 e S5 (indicadas como S2.is1 e S2.is2). As condições de simulação foram  $\phi = 60^\circ$ ,  $d = 1$  e *time step* = 160 ns.

Como descrito na seção 4.1, grande parte do fluxo de corrente ocorre pelos diodos em antiparalelo, indicado pelos valores negativos presentes nos gráficos. Para esta condição de fluxo direto de potência, enquanto a condução por diodos na ponte primária ocorreu apenas nos momentos de comutação das chaves, na secundária praticamente todo o fluxo se deu por esses elementos.

Figura 6.2 – Corrente nas chaves semicondutoras.



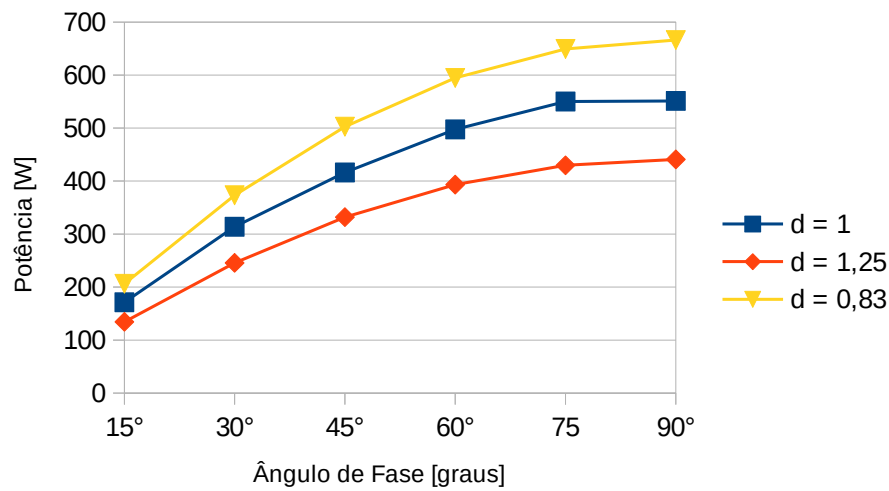
S1.is1 e S1.is2 são as correntes nas chaves S1 e S2 (primário), enquanto S2.is1 e S2.is2 são as chaves S4 e S5 (secundário). Fonte: Produção do próprio autor (2019).

### 6.1.3 Fluxo de potência

A segunda etapa consistiu em um conjunto de simulações para determinar a quantidade de potência transferida em função do ângulo de fase para uma relação de transformação unitária. Foram realizadas seis simulações iniciando com  $\phi = 15^\circ$  até  $\phi = 90^\circ$  e *time step* de 160 ns.

A Figura 6.3 dispõe dos resultados, pode-se verificar que o conversor realmente alcançou a potência nominal especificada de 500 W no ângulo  $\phi = 60^\circ$ . Também pode-se perceber que a relação de transformação possui influência sobre a potência transferida. Um valor maior de  $d$ , ou seja, tensão menor que a nominal no barramento do secundário, implica uma transferência menos acentuada. Enquanto que um valor menor, possui capacidade de transferir mais potência.

Figura 6.3 – Curva de transferência de potência em função do ângulo de fase e relação de transformação.



Fonte: Produção do próprio autor (2019).

#### 6.1.4 Operação com carga resistiva

Por fim, a fonte do secundário foi substituída por um resistor de  $0,8 \Omega$ . Este valor foi escolhido de forma a manter a potência projetada para o ângulo nominal de  $60^\circ$ . Pode-se perceber, pela Tabela 6.2, que neste caso o ângulo de operação, além da potência transferida, também determina a tensão aplicada à carga.

Tabela 6.2 – Tensão de saída e potência fornecida em função do ângulo de fase para uma carga resistiva.

$\phi$	$V_b$	<b>P</b>
15°	7,0 V	52,6 W
30°	12,6 V	190,5 W
45°	17,0 V	352,0 W
60°	20,1 V	504,1 W
75°	22,0 V	593,6 W
90°	22,7 V	636,0 W



## 6.2 EXPERIMENTOS

Os dados coletados com a realização dos experimentos propostos são dispostos nas subseções a seguir.

### 6.2.1 Secundário do conversor conectado ao primário

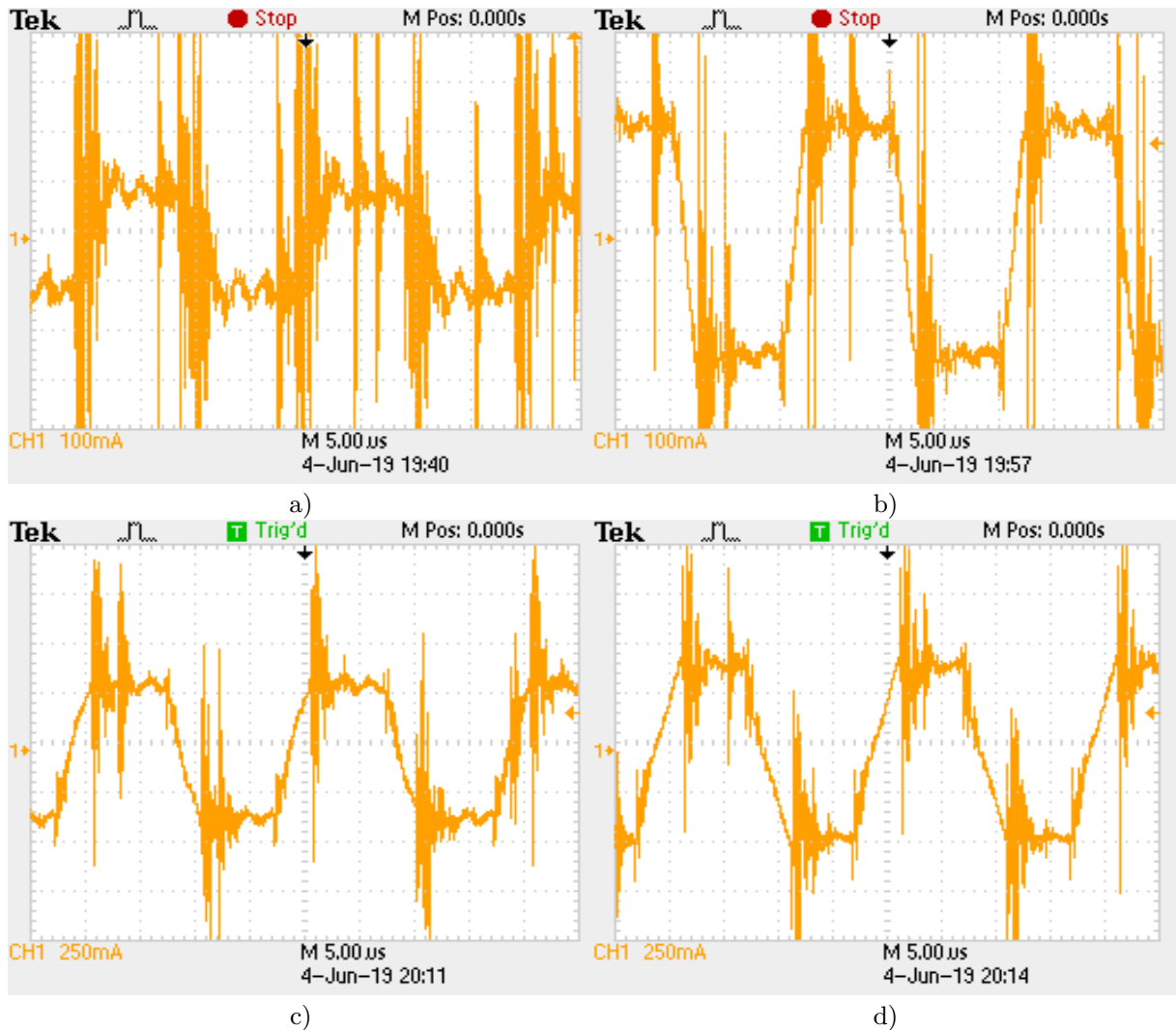
Uma amostra das formas de onda obtidas com o conversor nesse modo de operação é mostrada nas figuras 6.4 e 6.5, note que houve uma alteração na escala das imagens 6.5c e d, em relação às outras. O primeiro conjunto de gráficos mostra a variação de tensão no indutor de dispersão em decorrência do incremento da defasagem entre as pontes, enquanto o segundo relaciona isso com a corrente.

Figura 6.4 – Formas de onda para tensão no indutor em função do ângulo de fase.



a)  $\phi = 20^\circ$ ; b)  $\phi = 40^\circ$ ; c)  $\phi = 60^\circ$ ; d)  $\phi = 80^\circ$ . Fonte: Fonte: Produção do próprio autor (2019).

Figura 6.5 – Formas de onda de corrente no indutor de dispersão em função do ângulo de fase.



a)  $\phi = 20^\circ$ ; b)  $\phi = 40^\circ$ ; c)  $\phi = 60^\circ$ ; d)  $\phi = 80^\circ$ . Fonte: Produção do próprio autor (2019).

A forma de ambas as ondas, tensão e corrente, se apresentam conforme esperado, de acordo com as simulações realizadas na seção 6.1.1. Pode-se notar a relação direta da largura dos pulsos de tensão sobre o indutor de dispersão com o defasamento aplicado entre as pontes. Uma relação similar também pode ser concluída pelas formas de onda de corrente que possuem um formato mais quadrado inicialmente e vão se afunilando e se tornando mais trapezoidais a medida que o ângulo de fase aumenta.

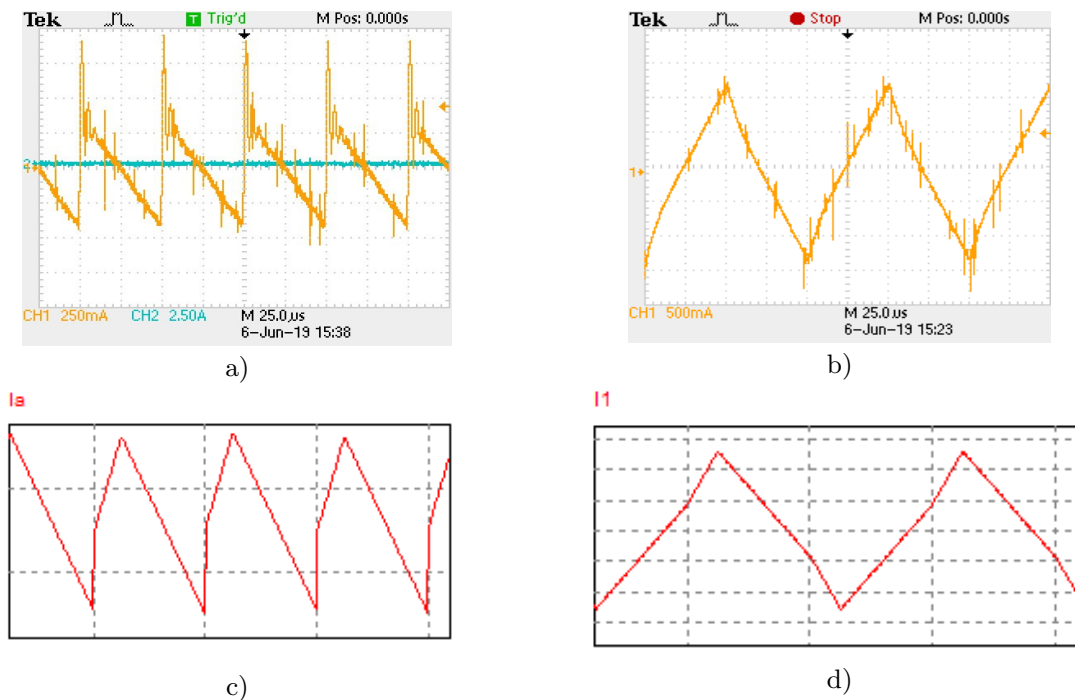
A realização bem-sucedida deste experimento também evidencia o mecanismo de transmissão bidirecional de potência do conversor. Uma vez que

ambas as pontes estavam conectadas a uma fonte de energia e fluxo de potência foi estabelecido em uma direção, a própria simetria do circuito assegura o funcionamento no sentido inverso.

### 6.2.2 Conexão de pontes em cascata

Infelizmente, a realização deste experimento foi prejudicada devido a um curto-circuito interno nos enrolamentos do transformador. No entanto, foi possível adquirir formas de onda para a corrente de entrada  $I_a$  e para a corrente no indutor de dispersão  $I_1$  enquanto em baixa tensão de alimentação. Embora uma análise detalhada desses resultados não seja possível, as formas de onda coincidem com o antecipado pela simulação do circuito, indicando que este possivelmente estava funcionando antes do infortúnio ocorrido. A Figura 6.6 compara, a título qualitativo, as formas de onda obtidas pelo osciloscópio com as de uma simulação.

Figura 6.6 – Formas de onda do experimento 2.



- a) corrente de entrada em uma ponte; b) corrente no indutor; corrente de entrada na simulação;  
 d) corrente no indutor na simulação. Fonte: Produção do próprio autor (2019).

## 7 CONCLUSÕES

As pesquisas sobre redes inteligentes aliadas à crescente demanda por fontes alternativas podem resultar em uma quebra de paradigma no atual formato de geração e distribuição de energia. No entanto, para que tal mudança possa realmente ocorrer é necessário o desenvolvimento de conversores que possam ser alternativas viáveis ao transformador convencional.

Esta monografia se propôs a estudar o conversor *dual active bridge*, circuito comumente usado como estágio intermediário em transformadores eletrônicos como forma de prover isolamento galvânico e fluxo bidirecional de potência. No primeiro capítulo os conceitos relevantes a transformadores eletrônicos e redes elétricas inteligentes foram contextualizados e as motivações para desenvolvimento do projeto apresentadas. Por sua vez, o Capítulo 2 tratou da revisão de literatura referente às tecnologias de transformadores eletrônicos. Enquanto isso, os capítulos 3 e 4 trataram sobre os temas relacionados de redes inteligentes, transformadores eletrônicos e o conversor DAB. O capítulo 5 detalhou os materiais e métodos empregados para a realização da pesquisa, descreve os experimentos e a confecção do programa para gerar os sinais defasados. Finalmente, o Capítulo 6 apresentou uma série de resultados de simulação e práticos a respeito do conversor DAB, expandindo os conceitos teóricos apresentados anteriormente.

Por fim, a realização deste trabalho possibilitou:

- a) verificar o funcionamento do conversor DAB como dispositivo de isolamento galvânico e de transferência bidirecional de potência;
- b) compreender o mecanismo de transferência de potência e obter uma expressão matemática não-linear para descrevê-lo;
- c) familiarizar-se com os desafios inerentes à montagem de circuitos elétricos de potência.

## 8 PROPOSTA DE CONTINUIDADE

A seguir são listadas sugestões propostas de continuidade e sugestões para trabalhos futuros:

- a) testes do conversor em níveis de tensão mais elevados e para alimentação de máquinas elétricas;
- b) análise dos outros esquemas de modulação, como defasagem angular estendida e dupla defasagem angular;
- c) análise das técnicas existentes de modelagem de pequenos sinais e controle do fluxo de potência;
- d) conversor DAB trifásico.

## REFERÊNCIAS

- ABAD, G. *Power Electronics and Electric Drives for Traction Applications*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2016.
- AKAGI, H. **Multilevel Converters: Fundamental Circuits and Systems**. *Proceedings of the IEEE*, n. 25249029, p. 1–18, 2017.
- ALONSO, A. R. *et al.* **An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion**. *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2010 - Proceedings*, p. 1129–1135, 2010.
- ALTERA. **MAX 10 FPGA (10M08S , 144-EQFP) Evaluation Kit: User Guide**. [S.l: s.n.], 2015. Disponível em:  
<[https://www.altera.com/en\\_US/pdfs/literature/ug/ug\\_max10\\_eval\\_10m80.pdf](https://www.altera.com/en_US/pdfs/literature/ug/ug_max10_eval_10m80.pdf)>.
- ANEEL. *Informações Técnicas: Geração Distribuída*. 2015. Disponível em:  
<[http://www.aneel.gov.br/informacoes-tecnicas/-/asset\\_publisher/CegkWaVJWF5E/content/geracao-distribuida-introduc-1/656827?inheritRedirect=false](http://www.aneel.gov.br/informacoes-tecnicas/-/asset_publisher/CegkWaVJWF5E/content/geracao-distribuida-introduc-1/656827?inheritRedirect=false)>. Acesso em: 12 jun. 2017.
- ANEEL. **Resolução Normativa 482/2012**. Brasil, 2012. Disponível em:  
<<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>>.
- BARANWAL, R. *et al.* **A Dual Active Bridge Based Single Phase AC to DC Power Electronic Transformer With Advanced Features**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 8993, n. c, p. 1–1, 2017.
- BARBI, I. *Projetos de fontes chaveadas*. Florianópolis: [s.n.], 2001.
- BORLASE, S. *Smart Grids: Infrastructure, Technology, and Solutions*. [S.l.]: CRC Press, 2012.
- BRIZ, F. *et al.* **Modular Power Electronic Transformers: Modular Multilevel Converter Versus Cascaded**. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, n. december, p. 6–19, 2016.

BROOKS, J. L. *Solid State Transformer Concept Development. Civil Engineering Laboratory - Naval Construction Battalion Center.* [S.l.: s.n.], 1980.

CGEE. *Redes Elétricas Inteligentes: Contexto Nacional. Centro de Gestão e Estudos Estratégicos.* [S.l.: s.n.]. Disponível em:

<[http://www.cgee.org.br/publicacoes/documentos\\_tecnicos.php](http://www.cgee.org.br/publicacoes/documentos_tecnicos.php)>. , 2012

CHEN, H.; DIVAN, D. **Design of a 10-kVA Soft-Switching Solid-State Transformer (S4T).** *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 7, p. 5724–5738, 2018.

COSTINETT, D.; ZANE, R.; MAKSIMOVIC, D. **Automatic voltage and dead time control for efficiency optimization in a dual active bridge converter.** *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, p. 1104–1111, 2012.

DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H. **A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications.** *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 27, n. 1, p. 63–73, 1991a.

DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H. **Power Conversion Apparatus for DC/DC Conversion using dual active bridges.** Patente. 1991b.

DIAS, T. L. **Estudo de transformadores de estado sólido para conexão de sistemas de geração distribuída à rede de distribuição de energia elétrica.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte, 106 f. 2013.

GAO, R. *et al.* **Solid-State-Transformer-Interfaced Permanent Magnet Wind Turbine Distributed Generation System with Power Management Functions.** *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 4, p. 3849–3861, 2017.

GAO, Z.; FAN, H. **A modular bi-directional power electronic transformer.** *Journal of Power Electronics*, v. 16, n. 2, p. 399–413, 2016.

HARADA, K. *et al.* **Intelligent transformer.** 1996, [S.l.]: IEEE, 1996. p. 1337–1341.

- HUANG, A. Q. **15 kV SiC MOSFET: An Enabling Technology for Medium Voltage Solid State Transformers.** *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, v. 2, n. 2, p. 118–130, 2017.
- HUBER, J. E.; KOLAR, J. W. **Applicability of Solid-State Transformers in Today's and Future Distribution Grids.** *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 10, n. 1, p. 317–326, 2019.
- HUBER, J. E.; KOLAR, J. W. **Solid-State Transformers: On the Origins and Evolution of Key Concepts.** *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 10, n. 3, p. 19–28, 2016.
- ICEL. **Manual de instruções da fonte digital modelo PS-5000.** [S.l: s.n.]. Disponível em: <[http://www.icel-manaus.com.br/manual/PS-5000 Manual de instruções.pdf](http://www.icel-manaus.com.br/manual/PS-5000%20Manual%20de%20instrucoes.pdf)>, 2011
- IEA. **Technology Roadmap: Smart Grids. International Energy Agency.** [S.l: s.n.], 2014. Disponível em: <[http://www.iea.org/publications/freepublications/publication/TechnologyRoadmapSolarPhotovoltaicEnergy\\_2014edition.pdf](http://www.iea.org/publications/freepublications/publication/TechnologyRoadmapSolarPhotovoltaicEnergy_2014edition.pdf)> <[http://www.springerreference.com/index/doi/10.1007/SpringerReference\\_7300](http://www.springerreference.com/index/doi/10.1007/SpringerReference_7300)>.
- JESZENSZKY, S. **History of Transformers.** *Power Engineering Review, IEEE*, v. 16, n. 12, p. 9–12, 1996.
- JIANG, S. *et al.* **A Fault Location Method for DC Lines Connected with DAB Terminal in Power Electronic Transformer.** *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 34, n. 1, p. 301–311, 2019.
- KANG, M.; ENJETI, P. N.; PITEL, I. J. **Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system.** *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, n. 6, p. 1133–1141, 1999.
- KEYSIGHT. **Medidores de LCR de Mão Série Agilent U1730C.** [S.l: s.n.]. Disponível em: <<https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5990-7778PTBR.pdf?id=2028167>>. , 2017
- KIM, S. H.; JANG, Y. H.; KIM, R. Y. **Modeling and Hierarchical Structure Based Model Predictive Control of Cascaded Flying Capacitor Bridge Multilevel Converter for Active Front-End Rectifier in Solid-State**



**Transformer.** *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 8, p. 6560–6569, 2019.

KIRSTEN, A. **Metodologia De Projeto E Otimização Do Conversor Dab Aplicado a Transformadores De Estado Sólido.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, 236 f. 2014.

KRISMER, F. **Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC–DC Converter Topologies.** Tese (doutorado). ETH Zurich. 459 f. 2010.

KRISMER, F.; KOLAR, J. W. **Accurate small-signal model for the digital control of an automotive bidirectional dual active bridge.** *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 12, p. 2756–2768, 2009.

LEM. **Current Transducer LA 55-P / SP1.** [S.l: s.n.]. Disponível em: <[https://www.lem.com/sites/default/files/products\\_datasheets/la\\_55-p\\_sp1\\_e.pdf](https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/la_55-p_sp1_e.pdf)>. , 2018

LISERRE, M. *et al.* **The Smart Transformer.** *IEEE Industrial Electronics Magazine*, n. June, p. 56–67, 2017.

MATHEWS, M. A. **Comparative Analysis of Flying Capacitor and Cascaded Multilevel Inverter Topologies using SPWM.** *International Journal of Innovative Science, Engineering & Technology*, v. 3, n. 8, p. 387–393, 2016.

MCMURRAY, W. **Multipurpose Power Converter Circuits.** Patente. [S.l: s.n.]. , 1969

MCMURRAY, W. **Power Converter Circuits having a High Frequency Link.** Patente. [S.l: s.n.]. Disponível em: <<https://www.google.com/patents/US3517300>>. , 1970

MCMURRAY, W. **The Thyristor Electronic Transformer: a Power Converter Using a High-Frequency Link.** *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, v. IGA-7, n. 4, p. 451–457, 1971.

PARREIRAS, T. M. *et al.* **Forward Dual-Active-Bridge Solid-State Transformer for a SiC-Based Cascaded Multilevel Converter Cell in Solar Applications.** *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 54, n. 6, p. 6353–6363, 2018.

PELEGRINI, M. A.; VALE, Z. A. **Redes Elétricas Inteligentes: Diálogo Setorial Brasil-União Europeia (2014).** Brasil - *Ministério do planejamento, Orçamento e Gestão*. [S.l: s.n.], 2014. Disponível em: <<http://www.mcti.gov.br/documents/10179/35540/Redes+Elétricas+Inteligentes+-+Diálogos+Setoriais+Brasil-União+Europeia/1928a060-91ff-48e2-8479-ae590f0fd9a9>>.

QIN, H. **Dual active bridge converters in solid state transformers.** Tese (Doutorado). Missouri University of Science and Technology, 101 f. 2012. Disponível em: <<https://mospace.umsystem.edu/xmlui/handle/10355/25147>>.

QIN, H.; KIMBALL, J. W. **Solid-State Transformer Architecture Using AC-AC Dual Active Bridge Converter.** *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 9, p. 3720–3730, set. 2013.

REDES INTELIGENTES BRASIL. **Redes Inteligentes Brasil.** Disponível em: <<http://redesinteligentesbrasil.org.br/o-projeto.html>>. Acesso em: 7 jun. 2017.

RODRIGUES, W. A. *et al.* **Aplicação do Transformador de Estado Sólido em Sistemas de Distribuição.** Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos. 2015. Disponível em: <<http://www.swge.inf.br/proceedings/paper/?P=SBSE2016-0398>>.

RONAN, E. R. *et al.* **A power electronic-based distribution transformer.** *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 2, p. 537–543, 2002.

SHA, G. *et al.* **Optimal design of circuit parameters of dab converter based on cascaded bidirectional converters.** 2014, [S.l: s.n.], 2014. p. 1049–1054.

SHE, X.; HUANG, A. Q.; BURGOS, R. **Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems.** *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 1, n. 3, p. 186–198, 2013.

SILVA, W. W. A. G. **Estudo e implementação de um conversor bidirecional como interface na regulação de tensão em barramento CC e carregamento de baterias em um Sistema Nanorrede.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte, 130 f. 2013.

SYED, I.; KHADKIKAR, V. **Replacing the Grid Interface Transformer in Wind Energy Conversion System with Solid-State Transformer.** *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 32, n. 3, p. 2152–2160, 2017.

TEKTRONIX. **TBS1062 Product Support.** Disponível em: <<https://www.tek.com/oscilloscope/tbs1062>>. Acesso em: 5 jun. 2019.

TIAN, J. *et al.* **A Short-Time Transition and Cost Saving Redundancy Scheme for Medium-Voltage Three-Phase Cascaded H-Bridge Electronic Power Transformer.** *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 11, p. 9242–9252, 2018.

TRIPATHI, A. *et al.* **Enabling DC Microgrids with Direct MV DC Interfacing DAB Converter based on 15 kV SiC IGBT and 15 kV SiC MOSFET.** 2016, [S.l: s.n.], 2016.

VAN DER MERWE, J. W.; MOUTON, H. DU T. **The solid-state transformer concept: A new era in power distribution.** 2009, [S.l.]: IEEE, set. 2009. p. 1–6. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5308264/>>.

WANG, Z.; ZHANG, J.; SHAO, S. **A Three-Phase Modular Multilevel DC–DC Converter for Power Electronic Transformer Applications.** *IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS*, v. 5, n. 1, p. 140–150, 2017.

WOLF, M. **Design and implementation of a modular converter with application to a solid state transformer.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - University of Stellenbosch. Matieland, 183 f. 2009.

ZHU, Q. *et al.* **7.2-kV Single-Stage Solid-State Transformer Based on the Current-Fed Series Resonant Converter and 15-kV SiC mosfets.** *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 2, p. 1099–1112, 2019.

ZIPERNOWSKY, K.; DÉRI, M.; BLÁTHY, O. *Induction-Coil*. Patente. [S.l: s.n.]. Disponível em: <<https://www.google.com/patents/US352105>>. , 1886