

MARIANA ARAUJO ZUCCHI
FILIFE ZAMBONI TAVARES

Conversor CC-CC Bidirecional

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção
do título de Bacharel em Engenharia
Elétrica

São Paulo
2014

MARIANA ARAUJO ZUCCHI
FILIFE ZAMBONI TAVARES

Conversor CC-CC Bidirecional

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção
do título de Bacharel em Engenharia

Área de Concentração:
Energia e Automação

Orientador:
Prof. Dr. Lourenço Matakas Junior
Prof. Dr. Wilson Komatsu

São Paulo
2014

Dedicamos esse trabalho um ao outro, sem
o qual só metade do trabalho seria
possível.

AGRADECIMENTOS

Aos orientadores Lourenço Matakas e Wilson Komastu, pelo suporte, correções, incentivo e paciência.

Ao pessoal do Laboratório de eletrônica de potência, Pedro, Kelly e Humberto, pela ajuda e socorro sempre que algo dava errado.

Aos nossos familiares e amigos pelo apoio incondicional, pela paciência com as nossas reclamações e por entenderem a nossa ausência e cansaço.

A todos que, direta ou indiretamente, fizeram parte da nossa formação, o nosso muito obrigado.

"Não é nossa função controlar todas as marés do mundo, mas sim fazer o que pudermos para socorrer os tempos em que estamos inseridos, erradicando o mal dos campos que conhecemos, para que aqueles que viverem depois tenham terra limpa para cultivar. Que tempos encontrarão não é nossa função determinar."

John Ronald Reuel Tolkien

RESUMO

Este projeto consistiu no estudo e implementação de um conversor CC/CC bidirecional. Desenvolveu-se uma análise sobre a topologia de duas pontes completas interconectadas através de um transformador e um indutor, topologia essa, denominada de Dual Active Bridge (DAB). O circuito foi simulado no PSIM em malha aberta para obter o comportamento do sistema através da variação de fase entre as pontes e suas respectivas formas de ondas de modo a validá-las na parte prática. Após a implementação foram analisadas as perdas do sistema, principalmente no circuito de ligação e chaveamento. Com isso, obtendo-se a potência transferida entre as pontes e a eficiência do conversor, possibilitou enumerar-se os passos a serem tomados para diminuição de perdas, tornando-o mais eficiente.

Palavras-Chave: Conversor Bidirecional. Dual Active Bridge.

ABSTRACT

This project involves the study and implementation of a DC/DC bidirectional converter. It was developed an analysis of the topology of Two Full Bridges interconnected through a transformer and an inductor, this topology is named Dual Active Bridge (DAB). The circuit was simulated in the software PSIM for open loop system behavior by varying the phase between the bridges and their respective waveforms in order to validate it in the practical part. After implementation were analyzed system losses, especially in connecting and switching circuit. Thus, obtaining the power transferred between the bridges and the converter efficiency therefore enabling the enumeration of the steps taken to decrease losses, making it more efficient.

Keywords: Bidirecional Converter. Dual Active Bridge.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1 - ARRANJO DE UM VEÍCULO HÍBRIDO	16
FIGURA 2 - USO DOS CONVERSORES CC-CC EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	17
FIGURA 3 - REDE DE ARMAZENAMENTO [8]	17
FIGURA 4 - SEQUÊNCIA DE COMPONENTES DO CONVERSOR BIDIRECIONAL	19
FIGURA 5 - CONVERSOR MONOFÁSICO DAB	20
FIGURA 6 - CONVERSOR MONOFÁSICO SR-DAB	21
FIGURA 7 - CONVERSOR TRIFÁSICO DAB	21
FIGURA 8 - CONVERSOR TRIFÁSICO SR-DAB	22
FIGURA 9 - CONVERSOR IBCI	22
FIGURA 10 - ANÁLISE UNIFICADA (DAB)	24
FIGURA 11 - TENSÕES E CORRENTES TEÓRICAS	26
FIGURA 12 - CORRENTE TEÓRICA, PARA $V_1 > V_2$	27
FIGURA 13 - TENSÕES, CORRENTE NO INDUTOR E POTÊNCIA TRANSFERIDA PARA $V_1=V_2=24V$, $L=56MH$ E $A=30^\circ$ NA ANÁLISE UNIFICADA, RESPECTIVAMENTE.	28
FIGURA 14 - TENSÕES, CORRENTE NO INDUTOR E POTÊNCIA TRANSFERIDA PARA $V_1=V_2=24V$, $L=56MH$ E $A=-30^\circ$ NA ANÁLISE UNIFICADA, RESPECTIVAMENTE.	28
FIGURA 15 - POTÊNCIA TRANSFERIDA - CASO IDEAL	29
FIGURA 16 - CIRCUITO DO DAB	31
FIGURA 17 - CIRCUITO COMPLETO DO DAB COM A SIMULAÇÃO DE CONTROLE EM MALHA ABERTA.....	32
FIGURA 18 - TENSÕES E CORRENTE CA E POTÊNCIA CA PARA $A = 30^\circ$	33
FIGURA 19 - TENSÕES E CORRENTES, E POTÊNCIA PARA $A = -30^\circ$	33
FIGURA 20 - POTÊNCIA TRANSFERIDA - CASO REAL.....	34
FIGURA 21– DSP E PWM's	36
FIGURA 22 - PLACA DO DSP	37
FIGURA 23 - MONTAGEM COMPLETA DO CONVERSOR BIDIRECIONAL CC-CC.....	37
FIGURA 24 - TENSÕES E CORRENTE PARA $A = 0^\circ$ (CH1=V1; CH2=I1; CH3=V2; CH4=I2)	39
FIGURA 25 - TENSÕES E CORRENTE PARA $A = 30^\circ$ (CH1=V1; CH2=I1; CH3=V2; CH4=I2)	39
FIGURA 26 - TENSÕES E CORRENTES PARA $A = -30^\circ$ (CH1=V1; CH2=I1; CH3=V2; CH4=I2)	40
FIGURA 27 - PONTOS DE MEDIÇÃO DE POTÊNCIA	41
FIGURA 28 - PERDAS DO CIRCUITO	42

FIGURA 29 - DIMENSÕES DO NÚCLEO DE FERRITE	48
FIGURA 30 - DIMENSÕES DO CARRETEL	50
FIGURA 31 - TRANSFORMADOR.	51
FIGURA 32 - ENSAIO EM VAZIO DO TRANSFORMADOR COM 12KHZ.....	51
FIGURA 33 - ENSAIO EM CURTO CIRCUITO DO TRANSFORMADOR COM FREQUÊNCIA DE 24KHZ.	52

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 - PARÂMETROS DO CONVERSOR	23
TABELA 2 - PERDAS NOS TRANSISTORES.....	30
TABELA 3 – VALORES OBTIDOS NOS ENSAIOS E SIMULAÇÕES	41

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	15
1.1 APLICAÇÕES DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL	15
1.1.1 <i>Aplicações em Veículos Híbridos</i>	15
1.1.2 <i>Aplicações em Energia Limpa</i>	16
1.1.3 <i>Aplicações em Sistemas Ininterruptos de Energia</i>	17
1.1.4 <i>Outras Aplicações</i>	18
1.2 OBJETIVOS DO PROJETO.....	18
2. TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS	19
2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO.....	19
2.2 O CONVERSOR SINGLE-PHASE DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB).....	20
2.3 TOPOLOGIAS DERIVADAS DO DAB.....	20
3. ESTUDO DO CONVERSOR DAB	23
3.1 ANÁLISE UNIFICADA (SEM PERDAS)	23
3.1.1 <i>Equacionamento do DAB</i>	24
3.1.1.1 <i>Modulação de Fase</i>	25
3.1.2 <i>Simulações com a análise unificada</i>	27
3.2 CONVERSOR DAB REAL (COM PERDAS)	29
3.2.1 <i>Perdas do sistema</i>	29
3.2.2 <i>Controle do circuito</i>	31
3.2.2.1 <i>Malha Aberta</i>	31
3.2.3 <i>Simulações do circuito completo</i>	32
4. CONCEPÇÃO DO CONVERSOR DAB REAL	35
4.1 MATERIAIS	35
4.1.1 <i>O DSP</i>	35
4.2 A MONTAGEM	36
5. ENSAIOS E RESULTADOS DO CIRCUITO FINAL	38
5.1 ANÁLISE DAS FORMAS DE ONDA	38
5.2 ANÁLISE DAS PERDAS.....	40
5.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS.....	43
6. CONCLUSÕES	44

REFERÊNCIAS.....	45
APÊNDICE A.....	47
APÊNDICE B.....	53
ANEXO A.....	55

1. INTRODUÇÃO

1.1 APLICAÇÕES DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL

Atualmente, a preocupação com o meio ambiente vem afetando cada vez mais o comportamento das pessoas. Faz-se necessário, então, a busca por soluções para contornar esses problemas ambientais. Entre os principais está a grande emissão de CO_2 na atmosfera cujos grandes responsáveis por essa elevada emissão são os veículos movidos à combustão interna através da queima de combustíveis fósseis e também das termelétricas ao redor do mundo que no processo de geração de energia, ocorre inevitavelmente o escape de gases do efeito estufa.

Como dito anteriormente, soluções estão sendo estudadas e algumas já estão implementadas, tais como, a cogeração de energia que tem como objetivo a diminuição da quantidade de gases expelidos para a atmosfera e, ao mesmo tempo, geração adicional de energia para as indústrias.

O uso do conversor bidirecional está relacionado com essas soluções, pois existem estudos para implementações destes conversores em carros híbridos e na energia limpa, principalmente a partir da geração de energia eólica e solar.

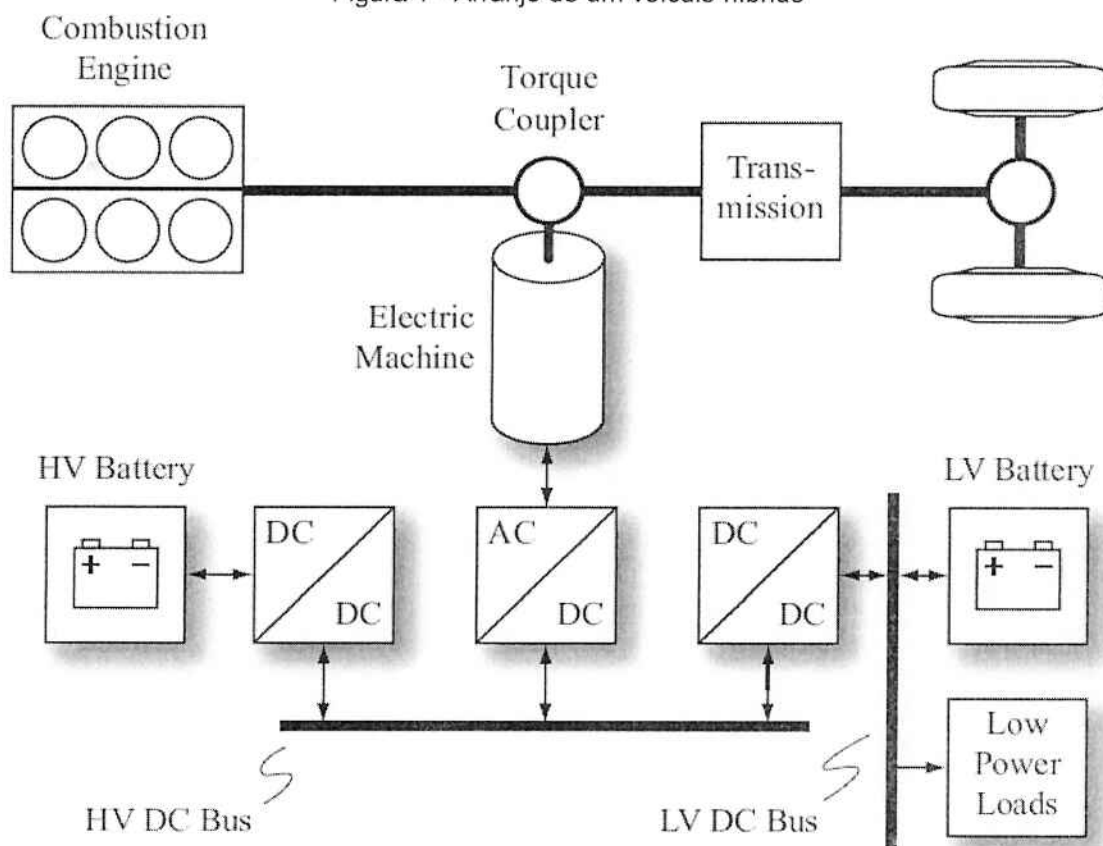
1.1.1 Aplicações em Veículos Híbridos

Veículos híbridos são aqueles que se utilizam de um motor de combustão combinado com baterias de alta tensão e demais componentes elétricos para melhorar a eficiência e diminuir a emissão de gases.

Existem muitos arranjos possíveis para geração híbrida destes veículos, como é explicado em [11], no entanto, o princípio de funcionamento é similar em todos os casos.

Com isso, ao invés do uso do alternador utiliza-se o conversor bidirecional CC-CC para fornecer energia da bateria de tensão mais elevada (ligada à barra HVDC da Figura 1) para o motor através do acoplador de torque e também para as cargas de usada em caso de emergências.

Figura 1 - Arranjo de um veículo híbrido

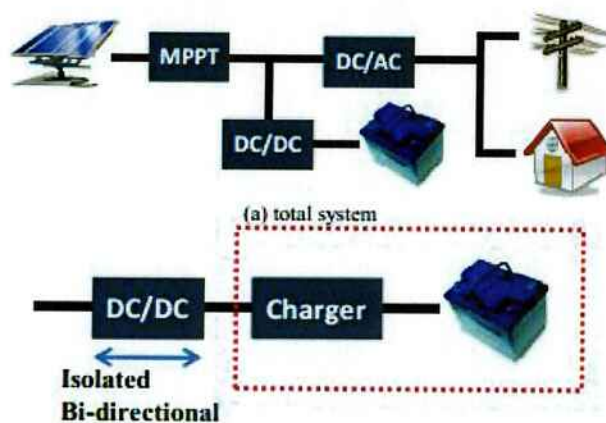


Fonte: [11]

1.1.2 Aplicações em Energia Limpa

Através de estudos na área de energia limpa percebeu-se que um dos principais impasses para o funcionamento desse tipo de geração é a sua dependência, quase que totalmente, de condições climáticas e da diferença de período de tempo entre a geração e o consumo de energia. Como por exemplo, na energia solar (Figura 2) na qual seu pico de geração ocorre em torno do meio dia até o fim da tarde, no entanto, o horário em que o consumo atinge seu pico é principalmente no final da tarde e início da noite.

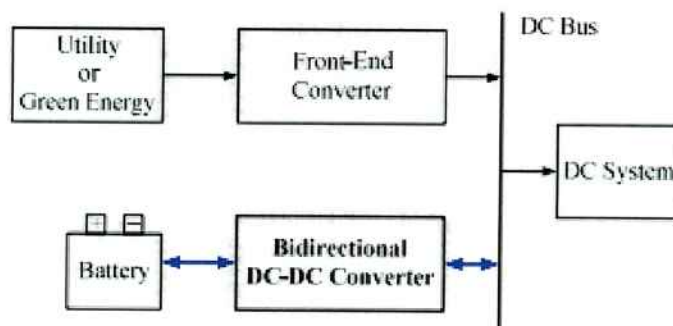
Figura 2 - Uso dos conversores CC-CC em sistemas fotovoltaicos



Fonte: [13]

Para isso faz-se necessário o uso de conversores CC-CC bidirecionais que, conectados às baterias, são capazes de armazenar o excedente de energia gerada nos horários de pico, para que, na ausência de geração, sejam capazes de suprir por um determinado tempo o consumo, atuando como um sistema de back-up de energia, Figura 3, [8].

Figura 3 - Rede de Armazenamento [8]



Fonte: [8]

1.1.3 Aplicações em Sistemas Ininterruptos de Energia

As UPS's (sigla em inglês) têm como objetivo o fornecimento de energia para ocasiões em que há falhas nos sistemas principais de fornecimento em uma indústria. Seu princípio e arranjo também são semelhantes aos citados anteriormente. E sua rede se equivale também a Figura 3.

1.1.4 Outras Aplicações

Além das aplicações citadas acima, está em expansão o número de sistemas de transmissão de alta tensão CC (também chamados HVDC), como a interconexão de sistemas CA de frequências diferentes, alimentação de plataformas de indústrias petrolíferas, transmissão de energia a longas distâncias [9].

O conversor também é utilizado na tração de trens, para alimentação de sistemas auxiliares de potências e tensões relativamente baixas, provendo isolamento galvânica em altas frequências [14].

1.2 OBJETIVOS DO PROJETO

Para todos os casos citados acima se faz necessário à utilização de conversores de tensão CC-CC bidirecionais e, para cada situação pode existir uma topologia de conversor que se adéqua melhor à aplicação desejada.

Nesse projeto, propõe-se o levantamento das topologias básicas de conversores bidirecionais baseados em inversores e no estudo do fluxo bidirecional de potência gerado por eles. Sendo que a principal aplicação será em sistemas de armazenamento de energia, como a associação de baterias.

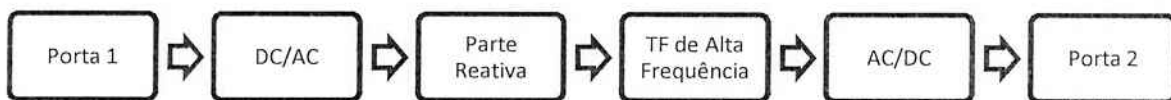
Na parte experimental será utilizado também um disparador (DSP) desenvolvido em [7] responsável pela programação do controle em malha aberta e da geração de Pulse Width Modulation (PWM) nas chaves.

2. TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS

2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

As topologias descritas a seguir seguem o mesmo processo de transmissão de energia com a mesma disposição dos componentes mostrada na Figura 4. A sequência dos circuitos é descrita a seguir:

Figura 4 - Sequência de Componentes do Conversor Bidirecional

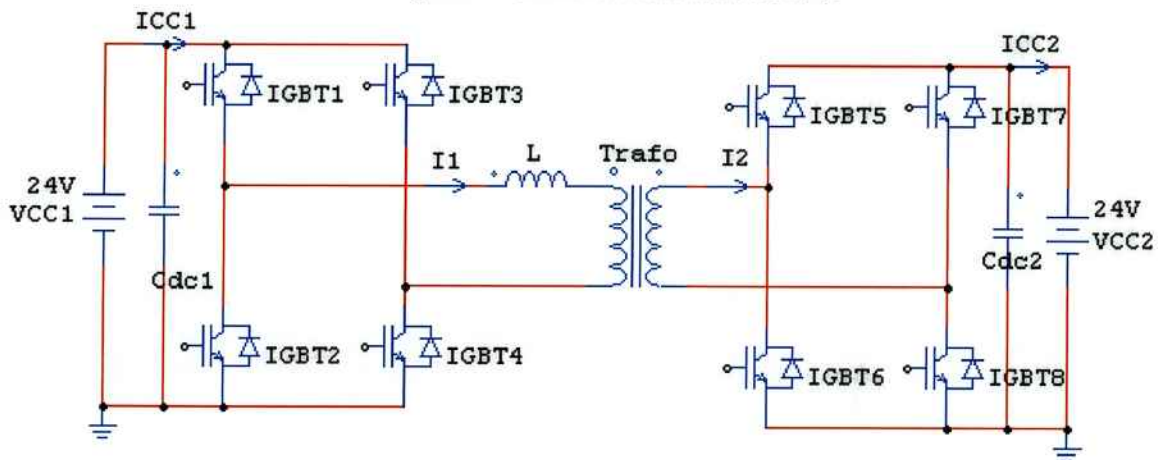


Fonte: Autores

- *Tensões de Porta 1 e Porta 2*: fornecem as tensões e correntes de entrada para as chaves.
- *Conversores CC-CA e CA-CC*: é composto pelas chaves responsáveis por transformar as tensões contínuas em tensões quadradas para a entrada do transformador e na saída fornecer tensões quadradas para a porta 2.
- *Parte Reativa*: fornece uma maneira de armazenar energia, além de ser usada para modelar a corrente da parte CA, de forma a minimizar perdas.
- *Transformador de Alta Frequência*: tem como principal objetivo isolar eletricamente as portas 1 e 2. É descrito como de alta frequência, pois quanto maior sua frequência de operação, menor serão os componentes do transformador e conseqüentemente menor seu custo.

2.2 O CONVERSOR SINGLE-PHASE DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

Figura 5 - Conversor Monofásico DAB



Fonte: Autores

O princípio de funcionamento tem como base o controle das chaves e a modulação de fase que será discutida mais adiante. O objetivo é obter tensão com forma de onda quadrada no indutor + transformador (parte reativa do circuito), no entanto, para este tipo de topologia existem algumas considerações a serem estudadas, pois, com a utilização do transformador, deve-se estudar a saturação, devido à presença de harmônicas provenientes da onda quadrada, além da influência da corrente de magnetização do transformador no circuito.

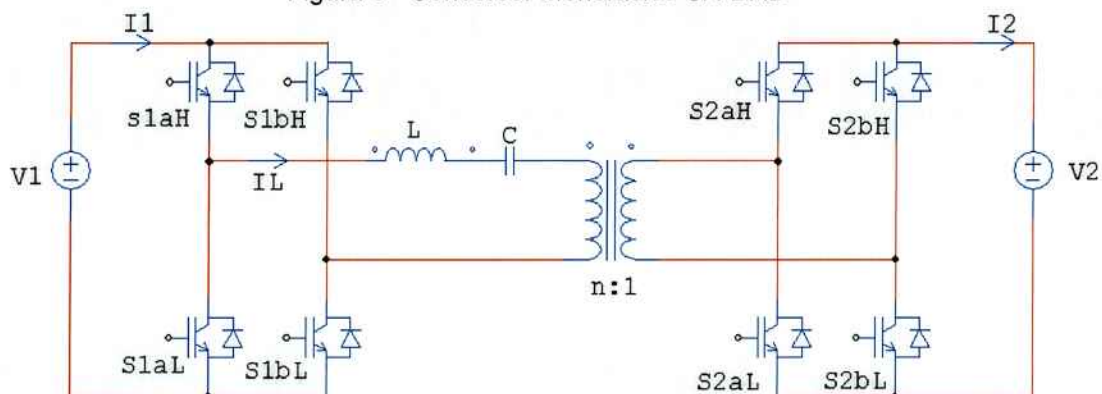
2.3 TOPOLOGIAS DERIVADAS DO DAB

As topologias a seguir são derivações do modelo DAB. Cada uma delas tem características e atributos específicos que não serão aprofundados nesse projeto.

- *Single-Phase Series Resonant DAB (SR-DAB)*

Esta topologia segue o mesmo princípio da anterior, com a diferença da inserção de um capacitor em série com o indutor (parte reativa) com o objetivo de diminuir a componente CC que chega ao transformador diminuindo as chances de saturação, e deixando passar somente as componentes de alta frequência, pois para altas frequências o capacitor se comporta como um curto.

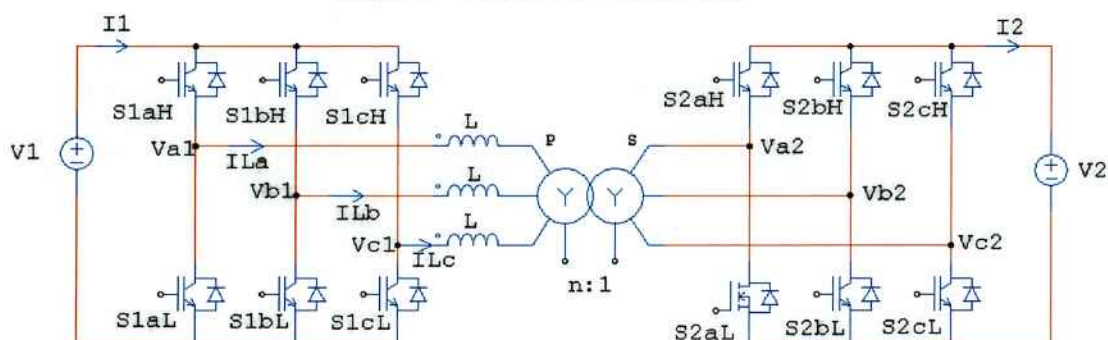
Figura 6 - Conversor Monofásico SR-DAB



Fonte: Autores

- *Three-Phase Dual Active Bridge (DAB)*

Figura 7 - Conversor Trifásico DAB



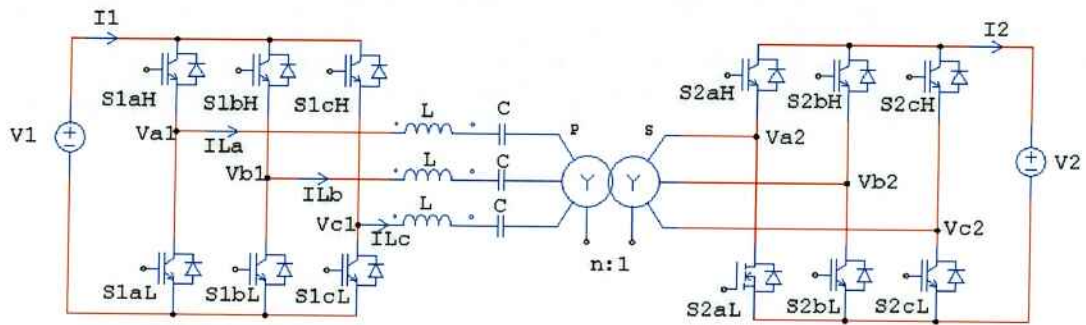
Fonte: Autores

Para esta topologia estuda-se a influência da rede trifásica no sistema de modo a analisar e encontrar melhorias ou problemas em comparação com o caso monofásico e ver qual das duas tem um melhor comportamento, quanto ao rendimento da potência transferida, sendo que para esse caso a forma de onda na parte reativa do sistema se aproxima mais de uma senoide, o que diminui as perdas no sistema em geral.

- *Three-Phase Series Resonant DAB (SR-DAB)*

Mesmo princípio do conversor anterior, com os mesmos estudos a serem realizados.

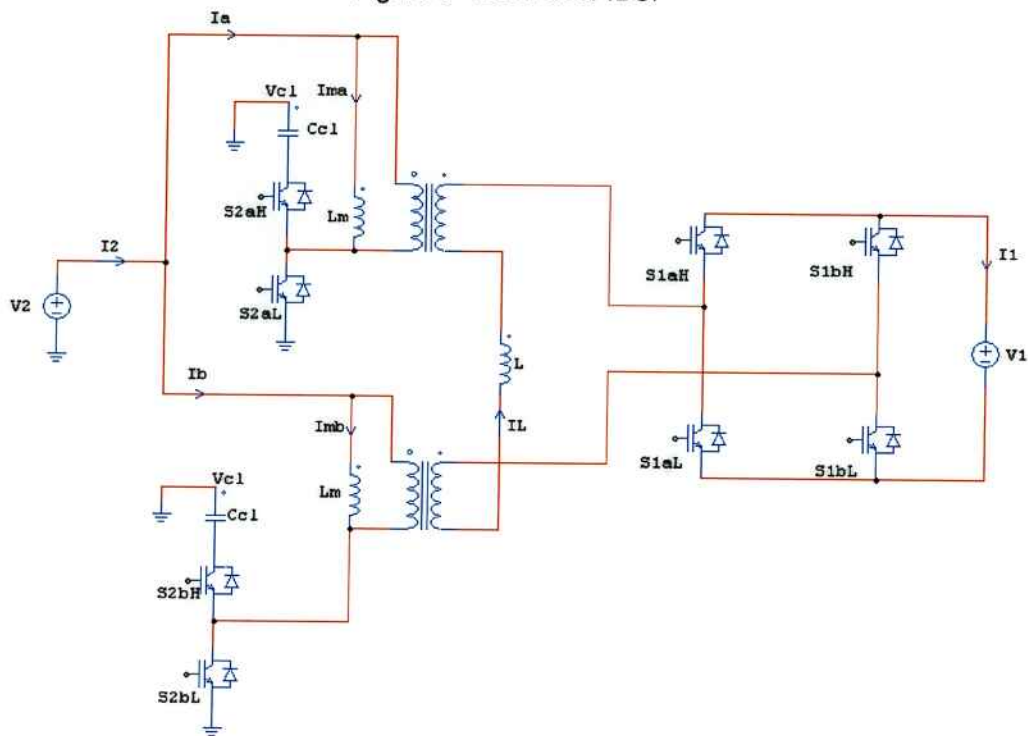
Figura 8 - Conversor Trifásico SR-DAB



Fonte: Autores

- *Interleaved Boost with Coupled Inductor (IBCI)*

Figura 9 - Conversor IBCI



Fonte: Autores

Esta topologia, um pouco mais complexa, mantém o princípio de modulação de fase das anteriores, no entanto, ela se utiliza do controle do duty-cycle na porta 2 variando as tensões V_1 e V_2 e além disso reduz-se o ripple de corrente na entrada V_2 , entrada na qual possui maior corrente [3], [4].

3. ESTUDO DO CONVERSOR DAB

A topologia escolhida para análise foi a do conversor DAB devido principalmente à sua concepção mais simples, com baixo número de componentes, e por ser a base por trás das outras topologias.

Os parâmetros do circuito definidos de início para a implementação do conversor se encontram na Tabela 1.

Tabela 1 - Parâmetros do Conversor

Especificações do Conversor	
Indutor L	56 μ H
Tensão nas portas V_{cc}	~26V
Relação de espiras N	1 : 1
Freq. de operação f_s	24kHz
Potência Máxima P_{max}	~50W

O cálculo e determinação dos parâmetros do transformador e do indutor são apresentados nos apêndice A e B, respectivamente.

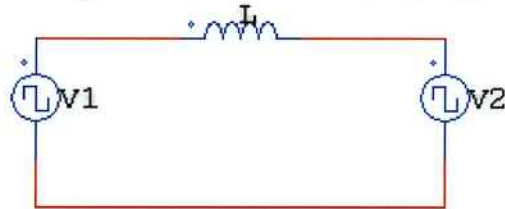
3.1 ANÁLISE UNIFICADA (SEM PERDAS)

Para uma análise inicial sem perdas considera-se que os lados CA dos conversores, citados anteriormente, são fontes de tensão quadrada, pois como não há perdas de chaveamento nos transistores, pode-se desconsiderá-los. Portanto, pode-se redesenhar os circuitos das Figura 5 à Figura 9 de forma simplificada, conforme mostrado na Figura 10. A análise unificada do circuito simplificado é um modelo usado para analisar a forma de onda da corrente que é diretamente responsável pelo cálculo da transferência de potência. Essas fontes são ligadas através de uma indutância modelada com o valor apresentado Tabela 1, já o transformador, a princípio, será considerado ideal.

A partir do circuito equivalente verifica-se que é possível descrever o fluxo de potência ativa entre os dois conversores a partir da teoria de fluxo de potência entre duas barras, ou seja, envia-se energia da fonte 1 para a fonte 2 adiantando-se a tensão V_1 com relação à V_2 . No entanto, diferenças de amplitude entre V_1 e V_2 causarão fluxo de reativos, que sobrecarregarão os conversores, diminuindo a capacidade de transmissão de potência ativa, e aumentando as perdas do

conversor. Para evitar isso, o caso inicial estudado foi desenvolvido com um transformador de relação $N = 1$ e com $V_1 = V_2$.

Figura 10 - Análise Unificada (DAB)



Fonte: Autores

O estudo básico da topologia será feito analisando o circuito da Figura 10 variando o ângulo φ (modulação pela fase) entre as tensões V_1 e V_2 de forma a analisar a forma de onda da corrente, no indutor, observando o sentido da transferência de potência. Como as formas de onda das tensões V_1 e V_2 não são senoidais, requer-se um estudo mais detalhado das correntes distorcidas, sua influência no fluxo de potência ativa e reativa, nas perdas do conversor e também na estratégia de controle dos dois conversores de modo a:

- Despachar a potência ativa desejada na direção especificada;
- Minimizar perdas no conjunto;
- Minimizar tempo de resposta.

3.1.1 Equacionamento do DAB

O cálculo da potência desconsiderando as perdas foi obtido segundo as equações dadas em Spiazzi [4], auxiliado por Krismer em [11].

Para obter-se a equação de transferência de potência, precisamos inicialmente encontrar um equacionamento para a corrente em função do ângulo (modulação por fase). Para isso, definimos:

- $V_N = V_1$
- $Z_N = \omega L$
- $I_N = \frac{V_N}{Z_N}$
- $P_N = \frac{V_N^2}{Z_N}$
- $k = V_2/V_1$

E que, v_z, j_z e z são os valores em p.u. da tensão no indutor, da corrente e da impedância, respectivamente.

3.1.1.1 Modulação de Fase

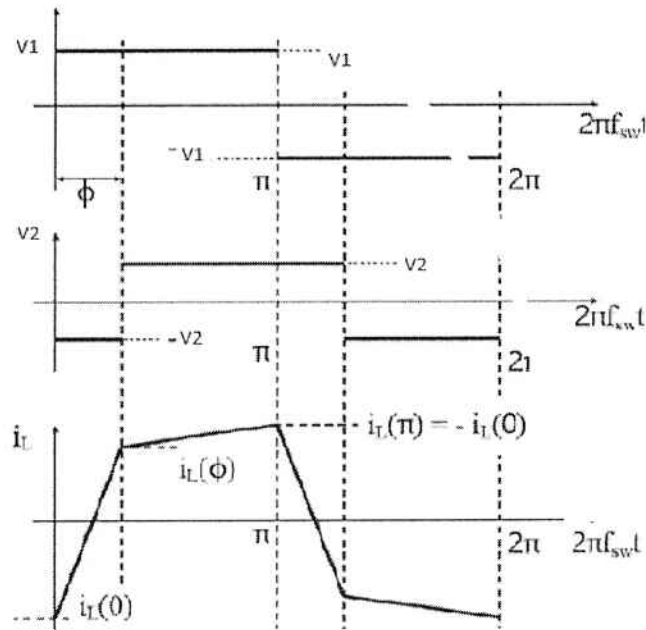
A modulação de fase é o princípio mais básico de modulação para este tipo de conversor. Mantém-se o *duty cycle* constante em $D_1 = D_2 = 0.5$, ou seja, a onda quadrada terá dois patamares, o negativo e o positivo e seu valor médio em zero, variando apenas a frequência de chaveamento de modo a variar o ângulo entre as tensões V_1 e V_2 , de forma que o controle da potência transferida seja apenas controlado pela defasagem φ .

Para iniciar o equacionamento é necessário encontrar a corrente no indutor, para isso devemos dividir o período de transmissão de 1 para 2 (de 0 a π) em duas partes:

- De 0 a ϕ : $V_z = V_1 - V_2 \rightarrow v = 1 + k$
- De ϕ a π : $V_z = V_1 - V_2 \rightarrow v = 1 - k$

Na Figura 13, estão ilustradas as fases da corrente em função da diferença de tensões. É possível ver claramente que a corrente é linear com inclinações diferentes em cada uma destas fases.

Figura 11 - Tensões e Correntes Teóricas



Fonte: [4]

A corrente em valor p.u. será portanto:

$$j_z = j_0 + \int_0^\varphi v_z d\theta + \int_\varphi^\pi v_z d\theta \quad (1)$$

O fluxo de potência de 2 para 1 terá o sinal invertido das parcelas integrais, mas a resolução é análoga.

Obtemos para o ponto onde $\theta = 0$, o seguinte resultado:

$$J_z(0) = j_0 = -\varphi k - \left(\frac{\pi}{2}\right)(1 - k) \quad (2)$$

Para o fluxo de potência de V1, para V2.

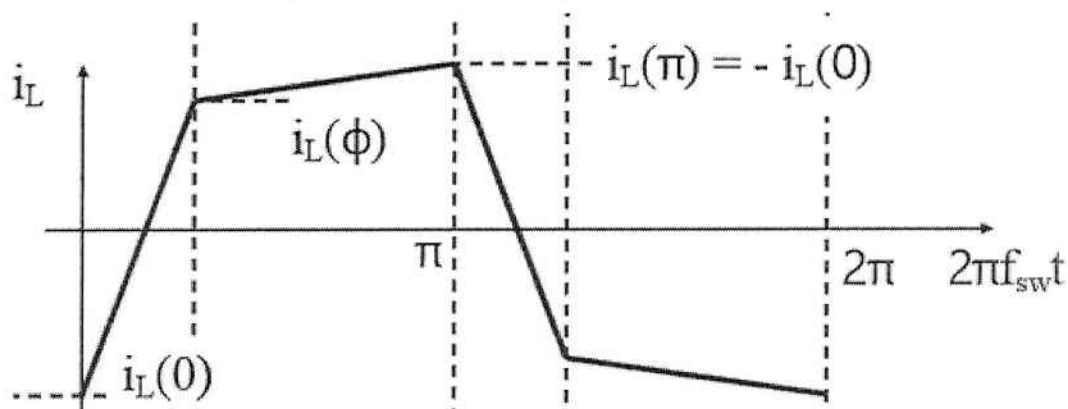
Encontramos o valor da corrente para a $\theta = \phi$:

$$J_z(\varphi) = j_0 + \int_0^\varphi v_z d\theta = \varphi - \left(\frac{\pi}{2}\right)(1 - k) \quad (3)$$

Sabemos também que $J_z(\pi) = -J_z(0)$. Agora, podemos avançar no equacionamento da potência transferida.

Isso nos permite aplicar a seguinte equação:

$$p(\varphi) = \frac{P(\varphi)}{P_N} = \left(\frac{1}{\pi}\right) \int_0^\pi J_z(\theta) d\theta \quad (4)$$

Figura 12 - Corrente Teórica, para $V_1 > V_2$ 

Fonte: [4]

Ou seja, a potência transferida normalizada será o valor eficaz da corrente normalizada. A partir da forma de onda da figura 14, encontramos geometricamente as equações de cada fase de $J_z(\theta)$ e aplica-se a integral, obtendo-se:

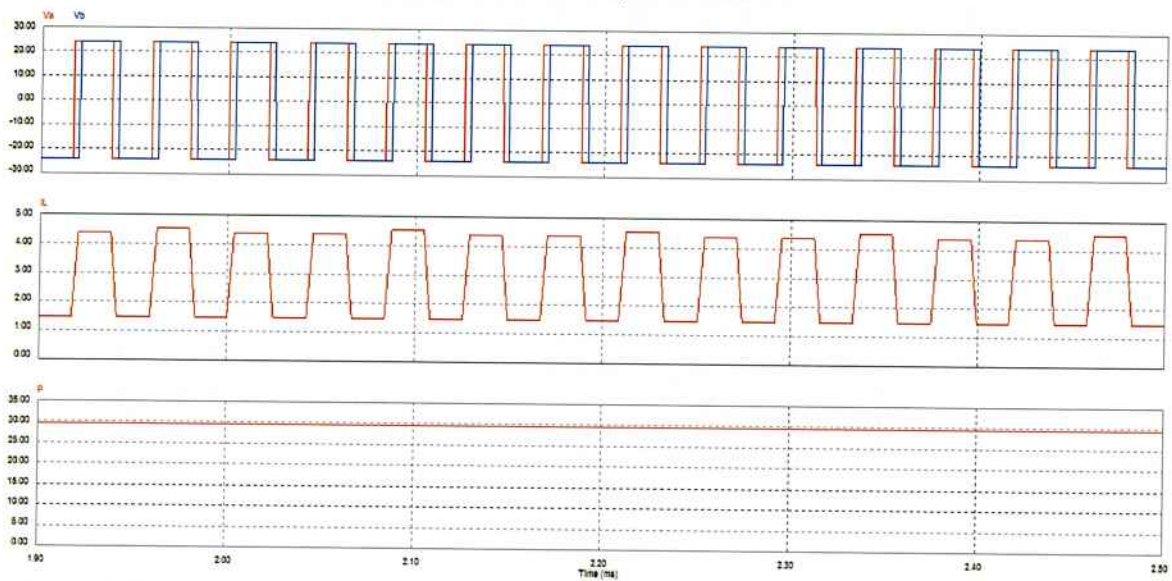
$$p(\varphi) = k * \varphi * \left(1 - \left(\frac{\varphi}{\pi}\right)\right) \quad (5)$$

Para calcular a potência teórica normalizada, basta encontrar o valor de k e φ e substituir na equação acima.

3.1.2 Simulações com a análise unificada

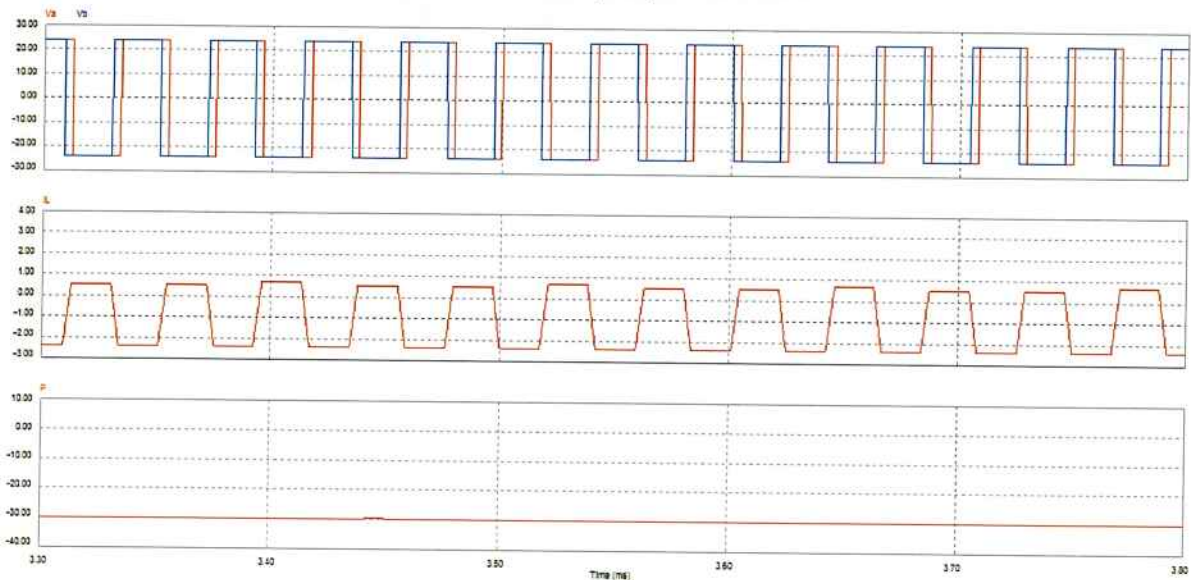
Neste item serão analisadas as simulações (realizadas no PSIM 6.0) referentes ao caso unificado sem perdas do conversor DAB. Foram abordados os casos para as defasagens de 30° e -30° , com tensões de 24V e um indutor ideal de $56\mu\text{H}$. As formas de onda presentes no link CA são mostradas nas Figura 13 e Figura 14.

Figura 13 - Tensões, corrente no indutor e potência transferida para $V_1=V_2=24V$, $L=56\mu H$ e $\alpha=30^\circ$ na análise unificada, respectivamente.



Fonte: Autores

Figura 14 - Tensões, corrente no indutor e potência transferida para $V_1=V_2=24V$, $L=56\mu H$ e $\alpha=-30^\circ$ na análise unificada, respectivamente.

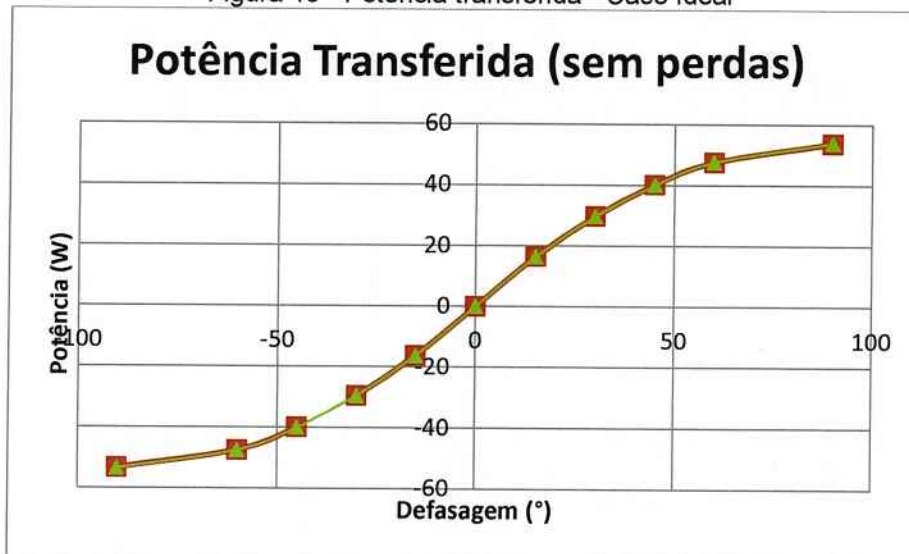


Fonte: Autores

A potência transferida resultante da simulação foi a mesma da obtida pela equação, cerca de 29,7W.

Seguindo o mesmo procedimento para os demais ângulos de defasagem entre as portas obtemos o gráfico mostrado na Figura 15, que descreve o comportamento ideal da potência transferida com a variação angular ϕ .

Figura 15 - Potência transferida - Caso Ideal



Fonte: Autores

Como pode-se ver pelo gráfico, o comportamento da potência é senoidal de acordo com o esperado pela equação 5 apresentada. No entanto, ao considerarmos as perdas no sistema a equação não será mais válida e o comportamento não será mais senoidal. Este caso é apresentado a seguir.

3.2 CONVERSOR DAB REAL (COM PERDAS)

No item anterior, podemos ver como é o funcionamento do conversor DAB simplificado, sem considerar qualquer tipo de perdas no sistema. No entanto, para o conversor a ser desenvolvido em laboratório, existem vários fatores que influenciam diretamente no sistema descritos a seguir.

3.2.1 Perdas do sistema

As perdas do sistema podem ser divididas em dois tipos principalmente:

- Diretas: aquelas que influenciam diretamente na perda de potência e energia, como perdas resistivas (no indutor, nas chaves, nas baterias e no transformador) e perdas de chaveamento nos transistores.

$$P_{res} = RI^2 \quad (6)$$

$$P_{ch} = (E_{on/off} \cdot f) \cdot (V_{cc}/V_{cc_{datasheet}}) \cdot (I_c/I_{c_{datasheet}}) \quad (7)$$

- Indiretas: aquelas que influenciam indiretamente o circuito alterando suas formas de onda e conseqüentemente alterando o cálculo de potência transferida. Neste caso estão presentes as quedas de tensão nos diodos e saturação das chaves, além, também, da presença da corrente de magnetização do transformador que tem influência direta na corrente do link CA.

As perdas citadas anteriormente estão todas presentes no circuito final que está descrito no Capítulo 5. No entanto, para as simulações no PSIM, com as quais serão feitas as análises comparativas com o circuito real, não existe modelo de perdas de chaveamento dos transistores. Com isso, para considerar a perda total do sistema simulado, foram calculadas as perdas de chaveamento de acordo com a equação de P_{ch} (7), subtraindo-as da potência transferida calculada no software, obtendo assim o valor real das perdas.

Vale ressaltar que os valores encontrados no datasheet dos transistores, como: as quedas de tensão nos diodos (V_{FM}), a tensão de saturação coletor-emissor ($V_{CE(on)}$) e as perdas de chaveamento (E_{ON} e E_{OFF}) foram aproximadas, pois não é possível encontrar os valores corretos pelo datasheet devido à operação fora das condições estabelecidas para os transistores. Seus valores encontram-se na Tabela 2 para os principais casos simulados.

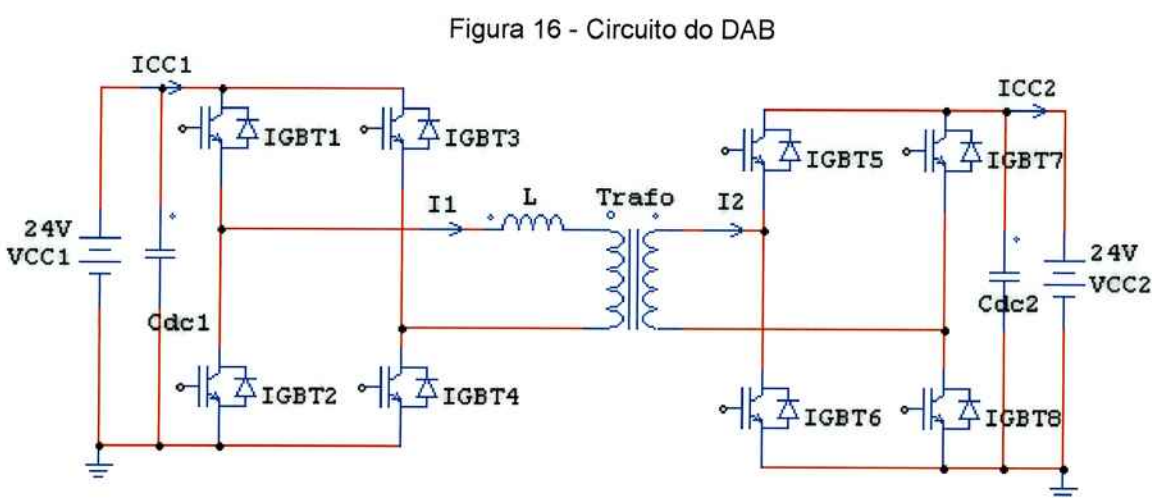
Tabela 2 - Perdas nos transistores

Defasagem	Perdas de Chaveamento (W)		Queda nos Diodos	Tensão de Saturação
	Pch (ton)	Pch (toff)	VFM (V)	VCE(on) (V)
30	0,304	0,128	1,3	1,6
15	0,152	0,064	1,3	1,6
0	0,000	0,000	1,3	1,6
-15	0,152	0,064	1,3	1,6
-30	0,304	0,128	1,3	1,6

3.2.2 Controle do circuito

3.2.2.1 Malha Aberta

Foram realizadas simulações no programa PSIM 6.0, aplicando os parâmetros projetados para o sistema de modo a apresentar o comportamento do sistema para o caso real do conversor, ou seja, foram simuladas as perdas no diodo e as resistências do transformador e indutor. As perdas de chaveamento não foram simuladas, pois o PSIM não possui tais modelos de transistores. O circuito final simulado é apresentado na Figura 16.

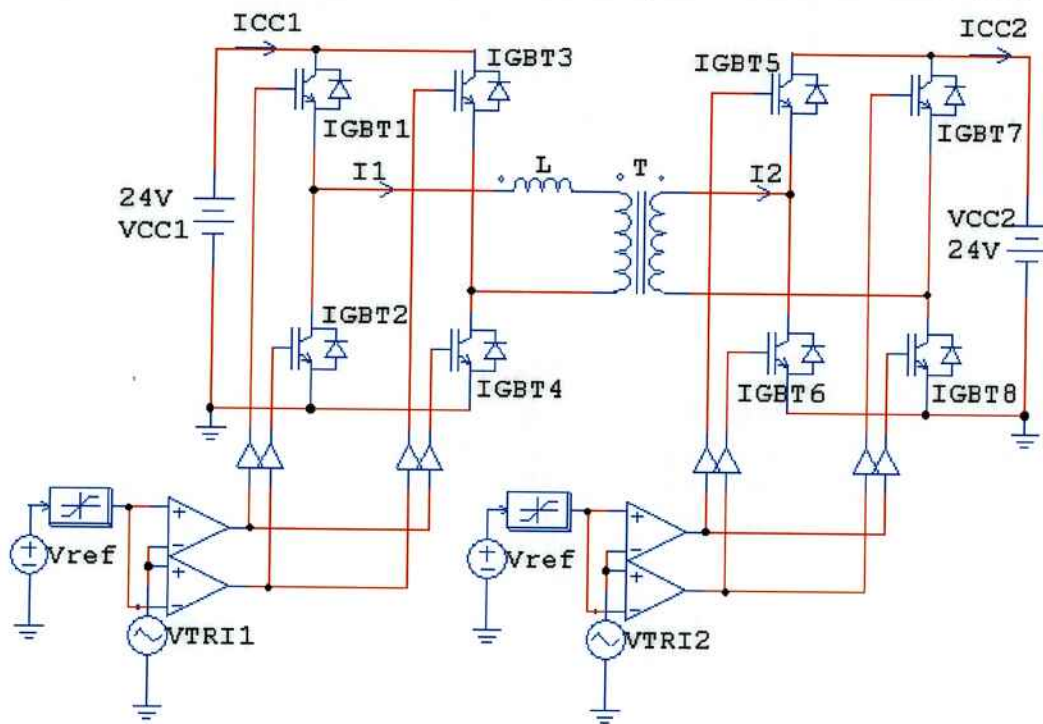


Fonte: Autores

Os capacitores C_{DC1} e C_{DC2} (ambos de $600\mu\text{F}$) estão presentes no circuito para filtrar as correntes que vêm das chaves de modo a inserir na bateria correntes sem variações, aproximando-se de valores contínuos, pois caso ocorra entrada de correntes alternadas ou de grandes variações a bateria pode ser danificada e conseqüentemente o sistema.

Para as simulações foi necessário encontrar uma forma de disparo que impusesse uma defasagem φ entre as portas 1 e 2. A solução encontrada é apresentada na Figura 17. O circuito apresenta um controle em malha aberta, na qual é imposta a defasagem desejada na fonte de tensão triangular VTRI2.

Figura 17 - Circuito completo do DAB com a simulação de controle em malha aberta

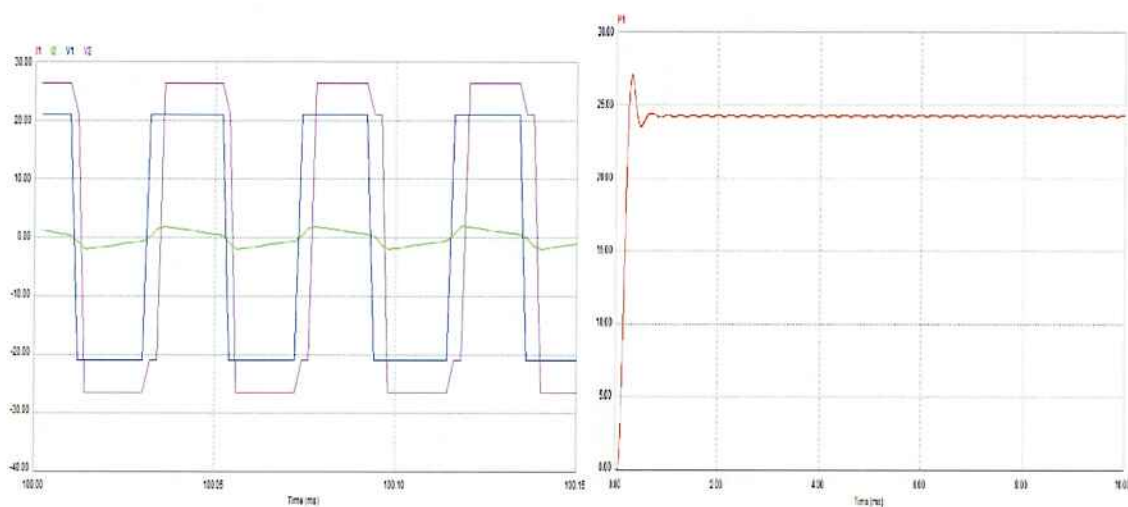


Fonte: Autores

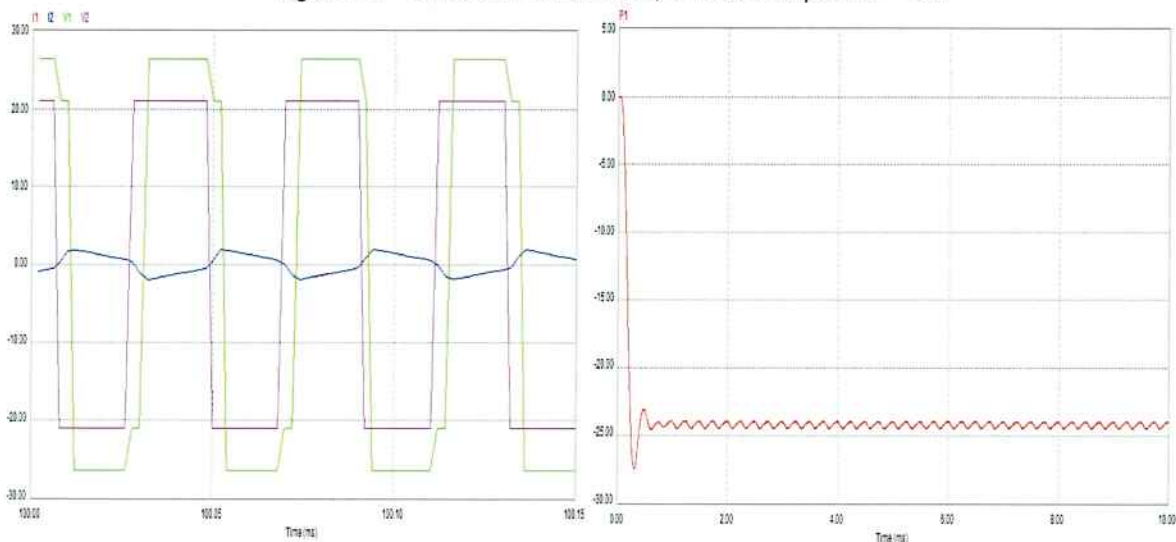
A parte lógica de disparo do circuito completo tem como objetivo simular o DSP do projeto real. Ele gera os PWM's para as chaves com a defasagem já determinada, de modo que a forma de onda da tensão no transformador seja quadrada. Para o DSP desenvolveu-se um algoritmo em linguagem C para este propósito, apresentado no Anexo A.

3.2.3 Simulações do circuito completo

A Figura 18 apresenta as formas de onda esperadas e a potência transferida (considerando as perdas modeladas) no link CA para uma defasagem de $\varphi = 30^\circ$. Para a Figura 19, a defasagem é de $\varphi = -30^\circ$, também para o link CA, e como se pode perceber, a potência transferida é reversa sendo considerada a mesma convenção que a do primeiro caso.

Figura 18 - Tensões e corrente CA e Potência CA para $\alpha = 30^\circ$ 

Fonte: Autores

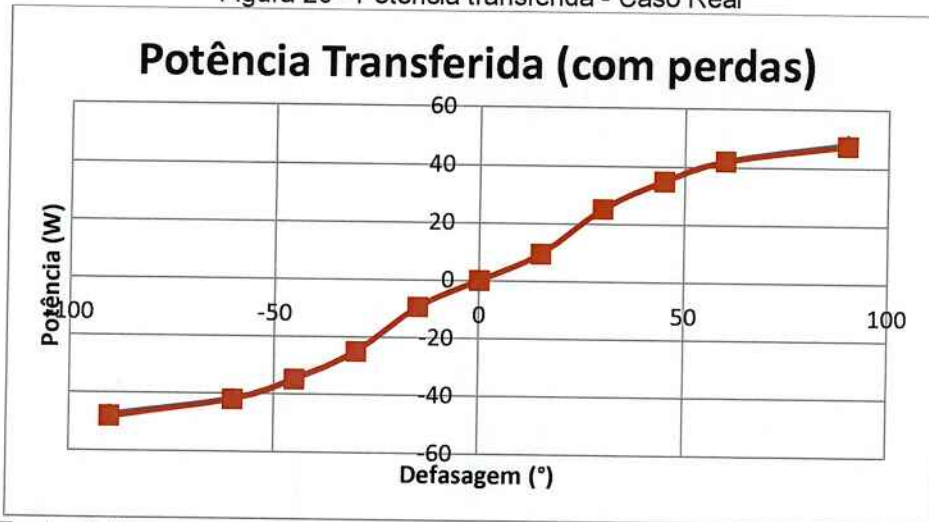
Figura 19 - Tensões e correntes, e Potência para $\alpha = -30^\circ$ 

Fonte: Autores

A diferença de tensão entre o lado V_1 e V_2 observada nas Figura 18 - Tensões e corrente CA e Potência CA para $\alpha = 30^\circ$ e 19 é devido à queda de tensão nos diodos de retorno. A potência transferida é constante e aproximadamente igual em módulo para o ângulo positivo ou negativo.

Visto o comportamento, seguindo o mesmo procedimento anterior, foi desenvolvido o gráfico da potência transferida pela defasagem entre as portas, assim como no item 3.1.2. O gráfico obtido para este caso encontra-se na Figura 20.

Figura 20 - Potência transferida - Caso Real



Fonte: Autores

Como pode-se perceber, o comportamento da potência transferida versus a defasagem, considerando as perdas do sistema, não é mais senoidal, ou seja, a Equação 5 não vale para os casos reais.

4. CONCEPÇÃO DO CONVERSOR DAB REAL

Definido o comportamento e as formas de onda esperadas para o DAB através das simulações, prosseguiu-se com o projeto para a etapa de elaboração, montagem dos componentes e programação do DSP.

4.1 MATERIAIS

Os materiais utilizados são provenientes do laboratório de eletrônica de potência da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.

Os seguintes itens já se encontravam prontos para a utilização:

- Placa do DSP da Texas
- Dois Conversores PWM
- Baterias No-break de 12V

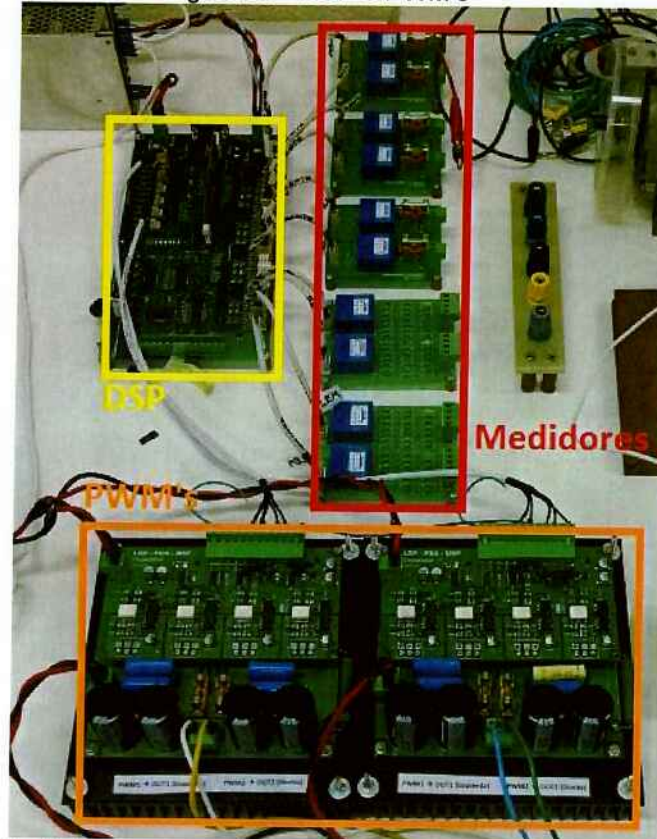
Portanto suas montagens não serão detalhadas neste projeto.

Também foi necessária a elaboração de um transformador e de um indutor, cujos cálculos e procedimentos estão determinados nos Apêndices A e B respectivamente, como já citado anteriormente.

4.1.1 O DSP

O disparador utilizado é o próprio desenvolvido e detalhado em [5], ele será distribuído em uma tábua de madeira, junto com todos os componentes no final da montagem, semelhante à Figura 21 abaixo:

Figura 21– DSP e PWM's



Fonte: Autores

O código em linguagem C que foi elaborado no software Code Composer que teve como objetivo gerar os PWM's e controlar o circuito em malha aberta, se encontra depurado no ANEXO A.

4.2 A MONTAGEM

Com todos os equipamentos assimilados e reunidos, os materiais foram dispostos sobre a tábua. Além dos equipamentos necessários para o conversor, utilizamos também "bornes" para facilitar qualquer mudança de ligação que desejássemos fazer no circuito, seja com acréscimos, trocas ou decréscimos de algum componente. A seguir são apresentadas imagens da montagem final:

Figura 22 - Placa do DSP



Fonte: Autores

Figura 23 - Montagem completa do conversor bidirecional CC-CC



Fonte: Autores

5. ENSAIOS E RESULTADOS DO CIRCUITO FINAL

Os mesmos ensaios realizados no Capítulo 3 foram aplicados para o circuito real. No entanto, valem algumas considerações antes de analisarmos os resultados obtidos.

Primeira consideração: As tensões das baterias não são exatamente 26V e possuem diferença de tensão entre elas, o que acaba gerando correntes até mesmo para $\varphi = 0^\circ$ o que não deveria ocorrer de acordo com a simulação.

Segunda consideração: O datasheet dos transistores, não fornece os valores de resistência para calcular as perdas de condução nas chaves, elas podem ser estimadas a partir do circuito real, mas com isso os resultados obtidos não serão os esperados.

Terceira consideração: As baterias são diferentes e apresentam resistências diferentes o que pode alterar significativamente a transferência de potência em sua magnitude. Além disso, suas tensões não são constantes para valores de $\varphi \neq 0^\circ$, ou seja, a bateria que está sendo descarregada permanece descarregando -se ao longo do tempo, enquanto que a outra aumenta seu valor de tensão sendo carregada. Esse fenômeno não foi possível de se obter na simulação.

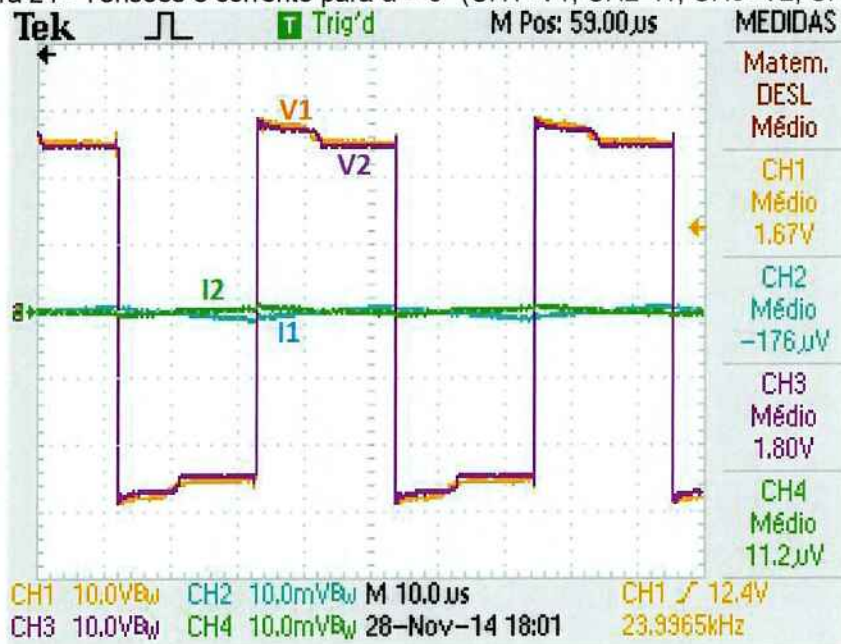
Dadas estas considerações, os ensaios possuem certas discrepâncias com os valores obtidos nas simulações.

Os ensaios e suas formas de onda encontram-se a seguir.

5.1 ANÁLISE DAS FORMAS DE ONDA

Inicialmente mediu-se as formas de onda para $\varphi = 0^\circ$ e, como citado anteriormente, as tensões não são iguais. Com isso, acabam circulando correntes pelo circuito que, somadas com a corrente de magnetização do transformador, originam uma pequena parcela de potência transferida, o que não deveria ocorrer mesmo que sejam valores baixos. Esse caso encontra-se na Figura 24.

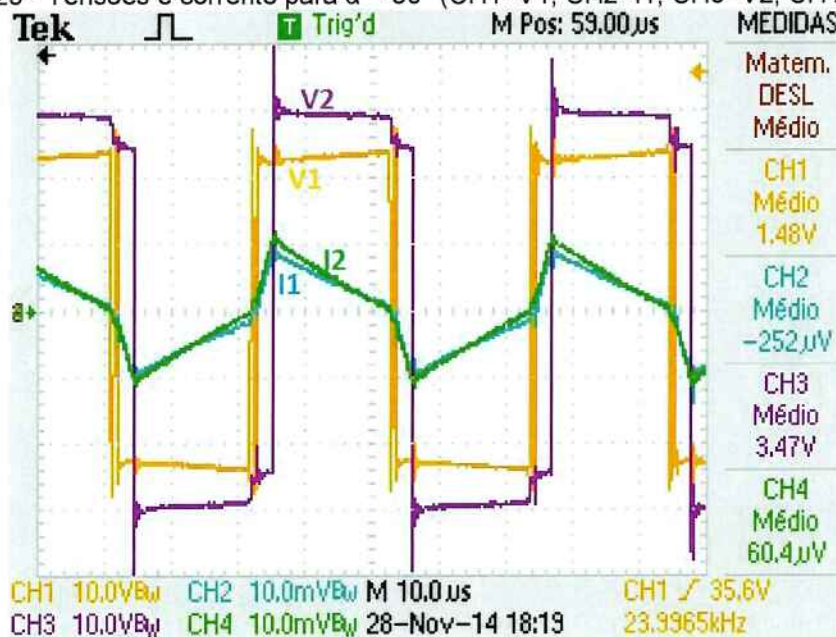
Figura 24 - Tensões e corrente para $\alpha = 0^\circ$ (CH1=V1; CH2=I1; CH3=V2; CH4=I2)



Fonte: Autores

Em seguida variou-se o φ para valores de 30° e -30° assim como no Capítulo 3. É possível perceber que o comportamento do circuito é semelhante ao das simulações, mostrando as perdas nos diodos e as formas de onda correspondentes. A diferença que se pode perceber é que a forma de onda não é quadrada no valor de pico das tensões, apresentando uma certa inclinação. Esta inclinação ocorre por causa das perdas de condução das chaves que não são consideradas no modelo do IGBT do PSIM na simulação.

Figura 25 - Tensões e corrente para $\alpha = 30^\circ$ (CH1=V1; CH2=I1; CH3=V2; CH4=I2)



Fonte: Autores

Figura 26 - Tensões e correntes para $\alpha = -30^\circ$ (CH1=V1; CH2=I1; CH3=V2; CH4=I2)



Fonte: Autores

5.2 ANÁLISE DAS PERDAS

A partir dos ensaios, foram obtidas as potências CC e CA em quatro pontos do circuito. O ponto de medição e as siglas usadas estão apresentadas na Figura 27.

Foram utilizados dois métodos para encontrar as potências. O primeiro método foi através das medições de tensão e corrente no osciloscópio utilizando-se a função matemática do mesmo para se calcular o valor médio da potência. No segundo método obteve-se as potências através das simulações com PSIM.

Para o segundo método foi considerado todas as perdas que podem ser modeladas inclusive a perda nas resistências das baterias que pode ser estimada através dos ensaios no sistema real:

$$R_{cc1} = \frac{31,0 - 25,5}{\Delta I_{cc1}} \cong 3,155\Omega$$

$$R_{cc2} = \frac{27,8 - 25,5}{\Delta I_{cc2}} \cong 2,136\Omega$$

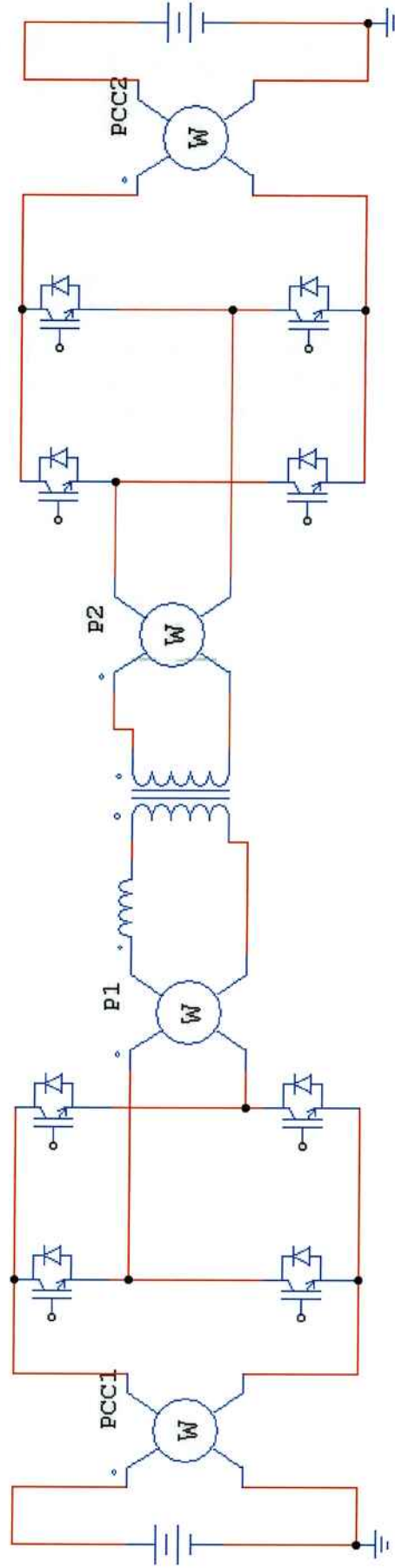
Onde ΔI_{cc1} e ΔI_{cc2} são os valores médios de corrente contínua obtidos nos ensaios. Podemos ver na Tabela 3 os resultados obtidos.

Tabela 3 – Valores obtidos nos ensaios e simulações

Defasagem	VCC1 (V)	Osciloscópio						VCC2 (V)
		PCC1 med (W)	P1 med (W)	P2 med (W)	PCC2 med (W)	PCC2 med (W)	VCC2 (V)	
$\varphi (^{\circ})$								
30	25,50	22,70	19,80	19,40	16,10		27,80	
0	26,60	-0,78	0,45	-0,10	0,24		26,40	
-30	31,00	-13,50	-19,80	-20,10	-26,30		25,50	

Defasagem	VCC1 (V)	PSIM						VCC2 (V)
		PCC1 med (W)	P1 med (W)	P2 med (W)	PCC2 med (W)	PCC2 med (W)	VCC2 (V)	
$\varphi (^{\circ})$								
30	26,0	24,0156	20,6230	20,3332	17,4466		26,0	
0	26,0	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000		26,0	
-30	26,0	-19,7798	-22,8860	-23,2694	-26,9273		26,0	

Figura 27 - Pontos de medição de potência



Como podemos perceber, existe certa diferença entre a simulação e o ensaio da potência transferida obtida pelo osciloscópio. Isso ocorre pelos motivos já citados anteriormente nas considerações, que são, a desconsideração de algumas perdas na simulação, além do momento de medição do sistema, pois quanto mais o tempo passa, mais as medições se diferem devido à perda de potência transferida no sistema e a queda da tensão da bateria ao longo do tempo.

Percebe-se também que os valores calculados são diferentes para 30° e -30° , o que não ocorre nas simulações, isso pode acontecer pelo mesmo motivo citado acima (tempo de medição) e também pela diferença de resistência entre as baterias que apresentada anteriormente.

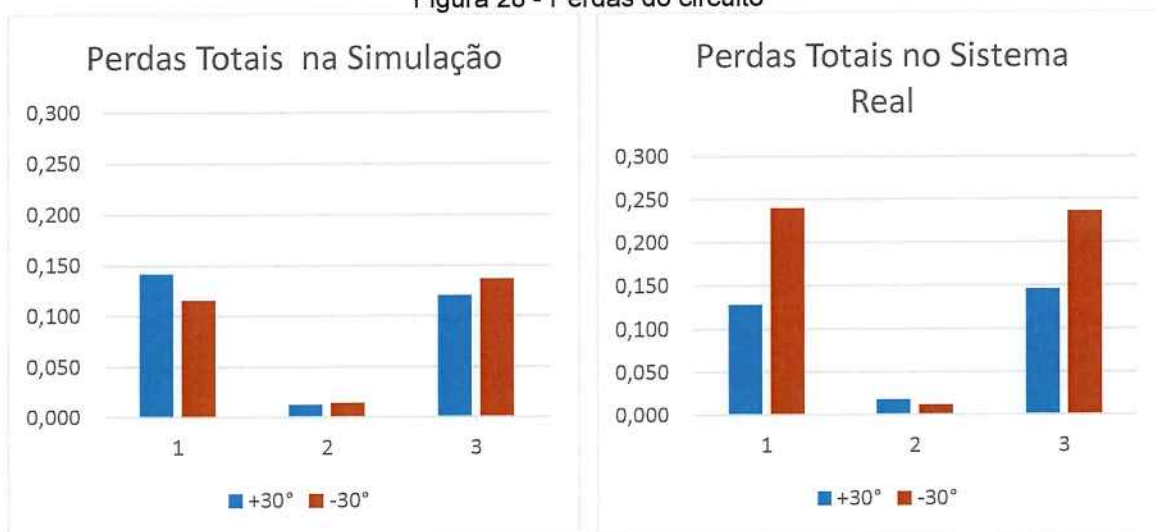
No entanto, é possível aferir que, para ambos os casos as perdas nas chaves (condução + chaveamento) são as principais perdas do sistema, sendo que no link CA (indutor + transformador) a queda de potência é menor, isso é ilustrado nos gráficos a seguir (Figura 28) para o caso simulado. As barras 1 e 3 correspondem as quedas nas chaves enquanto que a etapa 2 são as perdas no link CA. São apresentadas como uma fração do valor inicial da potência transferida apresentada na Tabela 3.

Com isso podemos obter as perdas totais para cada caso analisado, sendo:

$$P_{\text{total(real)}} \approx 48\%$$

$$P_{\text{total(sim.)}} \approx 28\%$$

Figura 28 - Perdas do circuito



Essa diferença ocorre, pois na simulação não foi considerada as perdas de condução e de chaveamento nos transistores.

5.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS

A partir das discussões dos itens anteriores, destacamos os seguintes resultados, observações e possíveis soluções:

- Os ensaios devem ser executados ao mesmo tempo para encontrar os valores de potência de mesmo instante no sistema de maneira mais confiável.
- A maior perda ocorre no conversor durante a transmissão, e é devida a queda de tensão nos transistores ($V_{ce(sat)} = 1,6V$) e no diodo, chegando a perder 10% de tensão a cada passagem por um inversor. Isso resulta em uma maior perda de energia, além das perdas de condução e chaveamento previstas.
- Para melhorar o desempenho do conversor pode-se trocar os transistores do tipo IGBT pelo modelo MOSFET, pois, como esse possui apenas uma resistência de $0,075\Omega$, a queda seria muito menor que no caso estudado. O IGBT é melhor utilizado para tensões altas de aproximadamente 400V, pois nessa escala as perdas não são relevantes frente aos valores de potência.
- As perdas de condução no link CA são relativamente baixas, e portanto, não influenciam de maneira significativa o sistema.
- As resistências das baterias devem ser consideradas como parte do sistema, pois são diferentes, o que resulta em diferença entre as tensões nas portas do conversor. O certo é utilizar baterias do mesmo tipo e marca.
- A equação obtida em (5) é muito simplificada, pois não considera nenhum tipo de perda, e portanto é pouco expressiva para o entendimento do fluxo real de potência no conversor.

6. CONCLUSÕES

Neste projeto foi estudado a topologia de conversor CC-CC bidirecional conhecida como Dual Active Bridge (DAB). Partindo-se de um sistema ideal sem perdas, foram realizadas análises e simulações, aumentando a cada passagem o nível de complexidade do modelo. Por fim, foi realizada a montagem do conversor e com o sistema real em operação foi comparado o funcionamento com as simulações realizadas.

Com isso, obtivemos um conversor CC-CC bidirecional operacional e com as perdas estimadas que pode ser utilizado em diversas aplicações. Destacamos também no item 5.2 sugestões para melhor aproveitamento do conversor.

Em trabalhos futuros, sugere-se a inclusão de perdas no modelo analítico na formulação de uma equação mais precisa. Sugere-se também melhorar o modelamento das perdas nas chaves, ou seja, diminuindo as de condução e de chaveamento, com o estudo de operação de soft-switching (Zero Voltage Switching - ZVS). Além disso, também pode-se acrescentar a inclusão de uma malha fechada para controle de PCC1 e PCC2 ou de ICC1 e ICC2. E por fim pode-se incluir o estudo de outras topologias, como a inclusão de um capacitor em série com o indutor para montagem do SR-DAB descrito no Capítulo 2, analisando e comparando com o DAB aqui estudado.

REFERÊNCIAS

- [1] KOMATSU, W.; MATAKAS JR., L. Inversores - **Apostila** do curso PEA2488, versão 2007. Departamento Energia e Automação. Escola Politécnica Universidade de São Paulo, 2007
- [2] KOMATSU, W.; MATAKAS JR., L. Conversores CC/CC - **Apostila** do curso PEA2488, versão 2008. Departamento Energia e Automação. Escola Politécnica Universidade de São Paulo, 2008
- [3] SPIAZZI, G. **DC-DC Converters for PV Applications**, Part I, University of Padova, Dipartimento Di Ingegneria Dell'Informazione. Apresentado em Departamento Energia e Automação. Escola Politécnica Universidade de São Paulo, 2013.
- [4] SPIAZZI, G. BUSO, S. **Unified Analysis of Isolated Bidirectional Converters for Battery Charging**, University of Padova, Dipartimento Di Ingegneria Dell'Informazione. Apresentado em Departamento Energia e Automação. Escola Politécnica Universidade de São Paulo, 2013.
- [5] PELLEGRINI, P. I. A. Implementação de Conjuntos didáticos de conversores CC-CC e CC-CA para ensino de graduação, **Relatório Final** de Iniciação Científica, Departamento Energia e Automação. Escola Politécnica. Universidade de São Paulo, 2014.
- [7] HAYASHI, P. Plataforma para a implementação de conversores trifásicos auto-comutados empregando controle digital, **Relatório Parcial** de Iniciação Científica, Departamento Energia e Automação. Escola Politécnica. Universidade de São Paulo, 2014.
- [8] LIAO, W. C.; LIANG T. J.; LIANG, H. H.; LIAO, H. K., Study and Implementation of a Novel Bidirectional DC-DC Converter with High Conversion Ratio. In: **Presented In the Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE**. Department of Electrical Engineering of National Cheng-Kung University, Taiwan, 2010.
- [9] COSTA, L. F. **Conversor CC-CC Buck+Boost Multinível Bidirecional**, Dissertação (Mestre) - Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica, 2013

- [10] ROSEMBACK, R. H. **Conversor CC-CC Bidirecional Buck-Boost Atuando como Controlador de Carga de Baterias em um Sistema Fotovoltaico**, Dissertação (Mestre) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Departamento de Engenharia Elétrica, 2004.
- [11] KRISMER, F. **Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC–DC Converter Topologies**. Dissertação para doutorado, Dipl. Ing. Technische universitat wien, 2011.
- [12] LABORATÓRIO DE POTÊNCIA, **Apostila**, Capítulo 8, Introdução à Estabilidade de Tensão. Disponível em: <http://www.labspot.ufsc.br/~simoies/dincont/cap8.pdf>. Acesso em: Maio de 2014
- [13] ABE, S.; YAMAMOTO, J.; ZAITSU, T.; NINOMIYA, T. Operating Strategy for Bi-directional LLC Resonant Converter with Seamless Operation; In: **The 2014 International Power Electronics Conference**. Japan, 2014
- [14] DROFENIK, U. European Trends and Technologies in Traction. In: **The International Power Electronics Conference**. Switzerland, 2014
- [15] SANTOS, W., M.; MARTINS, D. Modelagem e Controle dos Conversores DAB e TAB Utilizando a Teoria do Gyrator, In: **Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática, CBA 2012**.

APÊNDICE A

Projeto do Transformador

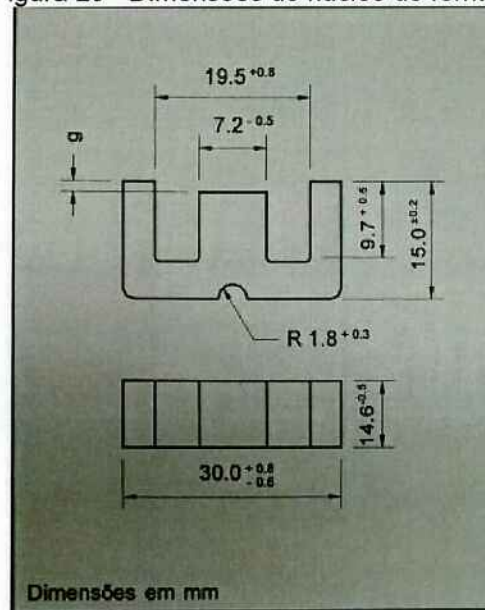
Para o cálculo do transformador de alta frequência operando em onda quadrada, foram definidos alguns passos.

- i) Escolha do material do núcleo definindo o valor de B_{max} a partir da curva de histerese do fabricante e, avaliando as perdas aproximadas do aquecimento do núcleo.
- ii) Definir e calcular as dimensões iniciais do núcleo.
- iii) Conhecendo os valores da tensão (amplitude e frequência), pode-se calcular o número de espiras do primário (N_p) que, para o caso de onda quadrada, a equação a ser seguida é a seguinte: $V_{ef} = 4 \cdot B_{max} \cdot f \cdot N_p \cdot S$
- iv) Pelas correntes circulantes no primário e secundário do Trafo, se escolhem as bitolas de fio esmaltado adequadas através da tabela de fios.
- v) Verificar se os enrolamentos das espiras se adequam às dimensões do carretel considerando a isolação entre as bobinas.
- vi) Caso não se adequem, deve-se definir outro tamanho de carretel ou núcleo e, dependendo, iniciar novamente os passos.

A seguir é apresentada a definição do transformador.

- i) Definiu-se o núcleo de ferrite (EE 30/14) e através da curva de histerese, determinou-se o $B_{max} = 0,125T$.
- ii) As dimensões do núcleo encontram-se na Figura 29.

Figura 29 - Dimensões do núcleo de ferrite



iii) A relação de espiras escolhida foi de 1:1, logo, o cálculo do número de

$$\text{espiras } N_p = N_s = \frac{12}{4 \cdot 0,125 \cdot 10000 \cdot 120 \cdot 10^{-6}} = 20 \text{ espiras.}$$

Obs: O cálculo foi realizado com 10kHz, mas os ensaios foram feitos em 12kHz por causa de uma exigência do programa do DSP. O funcionamento do transformador não se altera pois pela formula $E = 4 \times f \times N \times S \times B_{max}$, o número de espiras é constante, a tensão e frequência mudam proporcionalmente, portanto essa mudança de frequência altera B_{max} que fica mais distante da saturação e portanto não interfere nos resultados.

iv) Para contornar os efeitos de condução de corrente como o efeito pelicular e o adensamento de corrente, dividiu-se a corrente eficaz em quatro fios para em seguida torcê-los, assim minimizando esses efeitos indesejáveis. Por isso foi escolhido o fio AWG 23 da tabela a seguir, que, com quatro fios torcidos menos as perdas, se aproxima do valor de corrente calculado para o sistema.

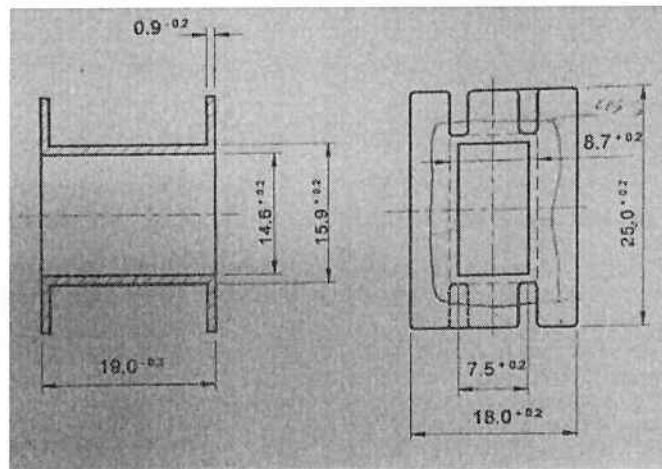
TABELA DE DIMENSÕES DE FIOS DE COBRE ESMALTADOS

AWG	Diâmetro esmaltado (mm)	Diâmetro nu (mm)	Seção (mm ²)	Espiras por cm	Espiras por cm ²	Espiras por cm ² c/isol	Kg por Km	Resistência (ohms/km)	Capacidade em Amp.
0000	-	11.86	107.2	-	-	-	953	0.158	321
000	-	10.40	85.30	-	-	-	755	0.197	254
00	-	9.226	67.43	-	-	-	596	0.252	202
0	-	8.252	53.48	-	-	-	475	0.317	160
1	-	7.348	42.41	-	-	-	376	0.40	127

2	-	6.544	33.63	-	-	-	299	0.50	101
3	-	5.827	26.67	-	-	-	237	0.63	79.7
4	-	5.189	21.15	-	-	-	188	0.80	63.5
5	-	4.621	16.77	-	-	-	149	1.01	50.4
6	-	4.115	13.30	-	-	-	118	1.27	39.9
7	-	3.665	10.55	-	-	-	93.7	1.70	31.5
8	3.32	3.264	8.36	3.01	8.8	7.1	74.6	2.03	25.2
9	2.96	2.906	6.63	3.38	11.1	8.9	58.9	2.56	19.9
10	2.65	2.588	5.26	3.78	13.9	11.1	46.7	3.23	15.8
11	2.36	2.305	4.17	4.25	17.5	14.0	37.0	4.07	12.4
12	2.11	2.053	3.31	4.75	21.8	17.4	29.4	5.13	9.90
13	1.88	1.828	2.63	5.32	27.4	21.9	23.3	6.49	7.88
14	1.68	1.628	2.08	5.95	34.1	27.2	18.5	8.17	6.27
15	1.50	1.450	1.65	6.67	42.8	34.2	14.7	10.3	4.95
16	1.34	1.291	1.31	7.46	53.8	43.0	11.6	12.9	3.90
17	1.20	1.150	1.04	8.33	67.5	54.0	9.20	16.34	3.12
18	1.07	1.024	0.82	9.30	84.7	67.7	7.31	20.73	2.45
19	0.96	0.9116	0.65	10.4	105	84.0	5.79	26.15	1.95
20	0.86	0.8118	0.52	11.5	131	105	4.59	32.69	1.54
21	0.77	0.7230	0.41	13.0	164	131	3.65	41.46	1.22
22	0.69	0.6438	0.33	14.5	207	165	2.89	51.5	0.965
23	0.61	0.5733	0.26	16.2	257	206	2.29	56.4	0.765
24	0.55	0.5106	0.20	18.3	324	219	1.82	85.0	0.612
25	0.48	0.4547	0.159	20.4	407	271	1.44	106.2	0.427
26	0.44	0.4049	0.126	22.8	513	314	1.14	130.7	0.378
27	0.39	0.3606	0.102	25.7	640	405	0.91	170.0	0.306
28	0.35	0.3211	0.0805	28.9	812	502	0.72	212.5	0.242
29	0.31	0.2859	0.0660	32.3	1000	605	0.57	265.6	0.198
30	0.27	0.2546	0.0491	35.5	1260	738	0.45	333.3	0.147
31	0.25	0.2268	0.0415	40.5	1570	1040	0.36	425.0	0.124
32	0.22	0.2019	0.0314	45.5	1960	1270	0.28	531.2	0.094
33	0.20	0.1798	0.0254	50.9	2500	1640	0.23	669.3	0.076
34	0.18	0.1601	0.0201	57.2	3180	1910	0.18	845.8	0.060

- v) Através do carretel (EE 30/14), verificou-se que coube o número de espiras inicialmente definidos.

Figura 30 - Dimensões do carretel



Cálculo do Transformador

Usando-se $V = 24V$, $f = 24kHz$ e $P = 48W$, para a determinação da corrente de circulação do sistema, pelo indutor e pelo transformador, a tensão das baterias em nível DC foi transformada para o nível de onda quadrada através do fator $\frac{4}{\pi}$, logo:

$$V_p = 24 \cdot \frac{4}{\pi} = 30,6V_p \rightarrow V_{ef} = 21,63V_{ef}$$

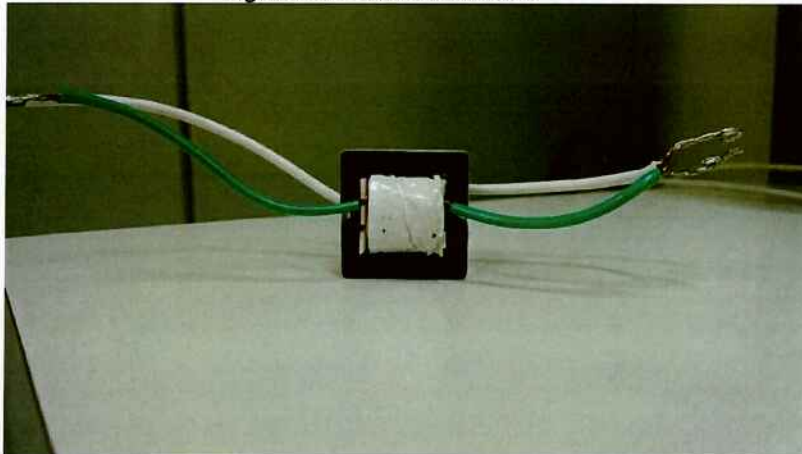
Assim, definimos a seguinte corrente eficaz de circulação:

$$I_{ef} = \frac{48}{21,63} = 2,22A_{ef}$$

Estes valores serão utilizados a partir de agora como valores de Base para todo o circuito.

Com isso, o transformador foi definido e montado.

Figura 31 - Transformador.



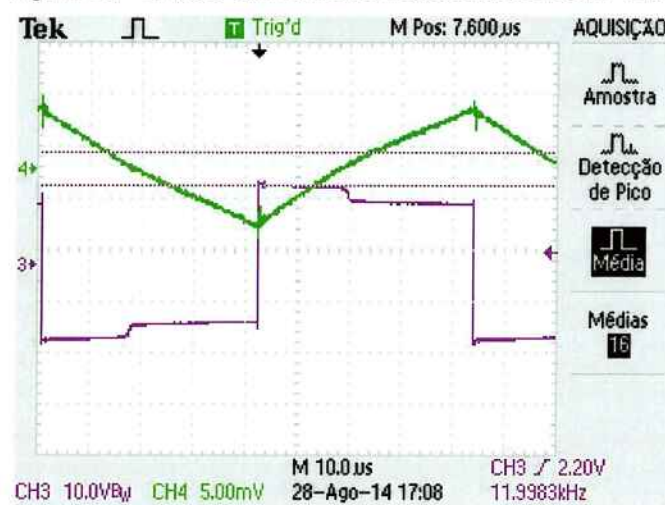
Fonte: Autores

Testes do Transformador - Ensaios:

Note que as ondas de tensão dos ensaios nas figuras 31 e 32 não são perfeitamente quadradas. Isso ocorre devido as quedas de tensão nos diodos do PWM. A influência disso nas medidas é mais pronunciada no caso do ensaio de curto circuito e tornou necessário o aumento de frequência de 12 (do ensaio em vazio) para 24kHz.

- *Ensaio em Vazio:*

Figura 32 - Ensaio em vazio do transformador com 12kHz

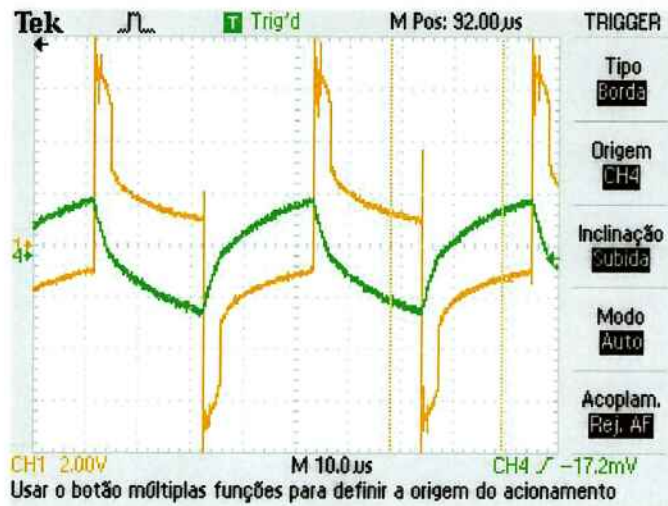


O ensaio em vazio foi realizado para obtermos a indutância de magnetização do transformador. Foram obtidos pelo gráfico os seguintes valores:

- $V = 12V$
- $\Delta I = 1,15mA$
- $\Delta t = 10\mu s$
- $L = V \times \frac{\Delta t}{\Delta I}$
- **$L_{mag} = 0,104H$**

- *Ensaio em Curto Circuito:*

Figura 33 - Ensaio em Curto circuito do transformador com frequência de 24kHz.



Fonte: Autores

Este ensaio é realizado para obtermos a indutância série do transformador. Este valor é importante para definição do valor do indutor montado a seguir. Foram obtidos:

- $V = 7,5mV$
- $\Delta I = 31,0mA$
- $\Delta t = 14,2\mu s$
- $L = V \times \frac{\Delta t}{\Delta I}$
- **$L = 3,44\mu H$**

APÊNDICE B

Projeto do indutor

Para o cálculo do indutor, foram definidos alguns passos:

- i) Escolhe-se um núcleo, obtendo-se assim os parâmetros B_{\max} e S .
*Tipo de núcleo escolhido: EI 42/15
- ii) Calcula-se I_{AR} com a fórmula $I_{AR} = \frac{L \times I_{\max}^2 \times \mu_0}{B_{\max}^2 \times S}$. Se I_{AR} for muito grande ou muito pequeno escolhe-se outro núcleo e volta-se para o item i). I_{\max} foi definido no cálculo como sendo a corrente de pico + 80% dela para se obter uma margem de segurança, e B_{MAX} foi definido como 0,1T
- iii) Calcula-se N com a fórmula: $N = \sqrt{\frac{L \times I_{AR}}{\mu_0 \times S}}$
- iv) Sabendo-se o valor eficaz (I_{ef}) da corrente I escolhe-se um condutor esmaltado e verifica-se se as N espiras cabem na janela do núcleo. A escolha do condutor foi feita da mesma forma dos condutores para o transformador no apêndice A, item iv), usamos então um condutor de 4 fios número 23, para passagem de 2,2A de corrente eficaz.
- v) Se não couber, ou se a bobina ficar muito folgada, escolhe-se outro núcleo e volta-se para o item A.

Obs.: A primeira bobina testada foi a 30/14, a mesma do transformador, mas as espiras necessárias não couberam.

Cálculo do indutor

Para definir a indutância a ser acrescida ao transformador, inicialmente calculamos a indutância total que o circuito requer para transferir potência de 48W. Além disso, definimos nesse momento $\varphi = 70^\circ$ como o ângulo que utilizaremos para o cálculo do indutor.

Definimos no Capítulo 2 a fórmula da potência em p.u. do conversor:

$$p(\varphi) = k * \varphi * \left(1 - \left(\frac{\varphi}{\pi}\right)\right)$$

$p(\varphi)$: potencia em valor pu

$k = \frac{V_B}{V_A} = 1$: fator de transformacao do conversor

φ : angulo de atraso entre os conversores PWM

Temos que definir a potência de base como:

$$P_B = \frac{V^2}{\omega L}$$

P_B : Potencia de Base

V : Tensao de Base

ω : frequencia de operacao do PWM de base (em $\frac{rad}{s}$)

L : Indutancia total do conversor

Sabendo que $V = 24V$, $\omega = (2 \times \pi \times 24)rad/s$, Temos:

$$P(\varphi) = k * \varphi * \left(1 - \left(\frac{\varphi}{\pi}\right)\right) \times \frac{V^2}{\omega L}$$

Utilizando esta equação obtemos $L_T = 58,89\mu H$. Sendo esta a indutância total do circuito, precisaremos fornecer um indutor de $L = (58,89 - 3,44)\mu H$, e, portanto, será necessária a fabricação de um indutor para:

$$\underline{L = 55,45\mu H}$$

ANEXO A

Código do DSP para controle de um PWM em linguagem C, desenvolvido no Laboratório de eletrônica de Potência:

```
// Nome do arquivo: Conversor_CC-CC.c
// Autor: Humberto T. Silva, Filipe Tavares Zamboni e Mariana Araujo Zucchi
// Última modificação:28/11/2014
//*****
// Bibliotecas padrões e arquivos de suporte utilizadas no programa.
#include "DSP28x_Project.h"
#include "DSP2833x_Device.h"
#include <stdlib.h>
#include <float.h>
#include <math.h>

// Protótipos das funções utilizadas nesse arquivo
void InitEPwm1Example(void); // Rotina de inicialização do módulo EPWM1
void InitEPwm2Example(void); // Rotina de inicialização do módulo EPWM2
void InitEPwm3Example(void); // Rotina de inicialização do módulo EPWM3
void InitEPwm4Example(void); // Rotina de inicialização do módulo EPWM4
void InitEPwm5Example(void); // Rotina de inicialização do módulo EPWM5
void Config_ADC(void); // Rotina de configuração do módulo de
//conversão analógica

extern void GPIOInit(void); // Rotina de inicialização dos pinos do DSP
interrupt void cpu_timer0_isr(void); // Rotina de interrupção do TIMER0
interrupt void cpu_timer1_isr(void); // Rotina de interrupção do TIMER1
interrupt void adc_isr(void); // Rotina de interrupção do módulo de
//conversão analógica
int16 Output_DAC_PWM(float32 val, float32 min, float32 max, int PRD);
//%%%%%%%%%%
// Constantes Globais
//%%%%%%%%%%

// Configura o período para cada timer do EPWM
#define EPWM1_TIMER_TBPRD 3125 // Período para Fs = 24kHz
#define EPWM1_MAX_CMPA 3750 // Maximoduty-cycle do
//EPWM1A
#define EPWM1_MIN_CMPA 0 // Minimoduty-cycle do
//EPWM1A
#define EPWM2_TIMER_TBPRD 3125 // Período para Fs =24kHz
#define EPWM2_MAX_CMPA 3750 // Maximoduty-cycle do
//EPWM2A
#define EPWM2_MIN_CMPA 0 // Minimoduty-cycle do
//EPWM2A
#define EPWM3_TIMER_TBPRD 3125 // Período para Fs = 24kHz
```

```

#define EPWM3_MAX_CMPA 3750 // Maximoduty-cycle do
                             //EPWM3A
#define EPWM3_MIN_CMPA 0 // Minimoduty-cycle do
                             //EPWM3A
#define EPWM4_TIMER_TBPRD 3125 // Período para Fs = 24kHz
#define EPWM4_MAX_CMPA 3750 // Maximoduty-cycle do
                             //EPWM4A
#define EPWM4_MIN_CMPA 0 // Minimoduty-cycle do
                             //EPWM4
#define EPWM5_TIMER_TBPRD 3125 // Período para Fs = 24kHz
#define EPWM5_MAX_CMPA 3750 // Maximoduty-cycle do
                             //EPWM5A
#define EPWM5_MIN_CMPA 0 // Minimoduty-cycle do
                             //EPWM5A

// Constantes matemáticas de uso geral
#define_PI 3.1415926535898 // Constante PI
#define_2PI 6.2831853071799 // Constante 2*PI
#define_2PI_DIV32 0.0943951023932 // Constante 2*PI/32
#define_SQRT_2 1.4142135623731 // Constante raiz de 2

```

// Variáveis Globais

```

float t;
float f;
floatalfa;
float x;
float a=0;
floatValorDigital;
floatFator;

```

// Rotina Principal

```

oid main(void)

```

```

{
// -----
// Passo 1. Inicialização do sistema
// PLL, WatchDog, habilitação do clock dos periféricos
// Esta função é encontrada no arquivo DSP2833x_SysCtrl.c
// -----
InitSysCtrl();

// Este procedimento ajusta o clock dos periféricos para 25MHz
// HSPCLK = SYSCLKOUT/(HISPCP X 2)
// HSPCLK = 150MHz/(3 X 2) = 25MHz
// Se HISPCP = 0 então HSPCLK = 150MHz
EALLOW;
SysCtrlRegs.HISPCP.all = 0x03;
EDIS;

```

```

// -----
// Passo 2. Inicialização dos pinos (GPIO)
// Esta função é encontrada no arquivo DSP2833x_Gpio.c
// -----
// InitGpio(); // Não utilizado neste arquivo

// Para este arquivo as funções dos pinos são definidas de acordo com a
// montagem do painel
// de testes de anti-ilhamento.
// Esta função é encontrada no arquivo VSC_12V_12W-GPIOInit.c
GPIOInit();

// -----
// Passo 3. Desabilita todas as interrupções
// Inicializa a tabela de interrupções (PIE Vector table)
// -----

// Desabilita as interrupções
DINT;

// Inicializa os registradores do PIE para o estado inicial.
// O estado inicial é todas as interrupcoes do PIE desabilitadas e os
flags// zerados
// Esta função é encontrada no arquivo DSP2833x_PieCtrl.c
InitPieCtrl();

// Desabilita as interrupções e limpa os flags das interrupções da CPU
IER = 0x0000;
IFR = 0x0000;

// Inicializa a tabela de vetores PIE com os ponteiros para as rotinas de
// interrupção
// Esta função inicializa a tabela inteira mesmo se a interrupção não é
// utilizada
// Isto é funcional para o caso de debug
// As rotinas de interrupção padrão são encontradas no arquivo
// DSP2833x_DefaultIsr.c
// Esta função é encontrada no arquivo DSP2833x_PieVect.c
InitPieVectTable();

// As interrupções utilizadas nesse arquivo são re-mapeados para as//
// rotinas de interrupção
// encontradas dentro desse arquivo.
EALLOW; // Habilita o acesso aos registradores protegidos
PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
PieVectTable.XINT13 = &cpu_timer1_isr;
PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;

```

```

EDIS; // Desabilita o acesso aos registradores protegidos

// -----
// Passo 4. Inicializa todos os periféricos
// Esta função é encontrada no arquivo DSP2833x_InitPeripherals.c
// -----
// Inicializa e configura o TIMER0
// -----
// Inicializa os timers da CPU. Esta função é encontrada no arquivo//
// DSP2833x_CpuTimers.c
// InitCpuTimers();
// Configura o TIMER0 para gerar interrupção a cada 0,5s.
// ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 150, 500000);
// Configura o TIMER1 para gerar interrupção a cada 200us.
// ConfigCpuTimer(&CpuTimer1, 150, 10);

// CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4001; // Inicializa o timer
// escrevendo no registrador completo
// CpuTimer1Regs.TCR.all = 0x4001; // Inicializa o timer
// escrevendo no registrador completo

// -----
// Inicializa e configura os módulos EPWM
// -----
// O procedimento a seguir permite que os módulos EPWM funcionem//
// sincronizados
// EALLOW;
// SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
// EDIS;

// InitEPwm1Example();
// InitEPwm2Example();
// InitEPwm3Example();
// InitEPwm4Example();
// InitEPwm5Example();

// EALLOW;
// SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
// EDIS;

// -----
// Inicializa e configura o módulo de conversão analógico digital
// -----
// Inicializa o modulo ADC. Esta função é encontrada no arquivo
// DSP2833x_Adc.c
// Esta função inicializa todos os circuitos relacionados ao ADC, ajusta o
// clock do ADC para o

```

```

//      valor do clock dos periféricos e seleciona o modo sequencial de
//      amostragem.
//      InitAdc();
//      Configura o módulo ADC para conversão sequencial em cascata
//      Esta função é encontrada dentro desse arquivo
//      Config_ADC();

//      -----
//      Passo 5. Código específico do usuário. Habilita as interrupções
//      -----

//      -----
//      Inicialização e configuração das interrupções
//      -----

//      IER |= M_INT1;          //      Habilita o CPU INT1 que estão
//                               conectada a interrupcao do TIMER0

Grupo// PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx4 = 1;    //      Enable      PIE
//                               1 INT4
//      PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;    //      Habilita TINT0 no
//                               PIE: Grupo 1 interrupção 7
//      PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1;    //      Habilita ADCInt no
//                               PIE: Grupo 1 interrupcao 6

//      Habilita as interrupções globais e os eventos de debug em tempo real
//      de alta prioridade
//      EINT; // Habilita as interrupções globais
//      ERTM; // Habilita interrupções de debug em tempo real

//      Configuração da entrada FAULT para gerar a interrupção externa
//      EALLOW;
//      GpioCtrlRegs.GPAQSEL2.bit.GPIO19 = 0;          // Xint1 Synch to
//                                                       SYSCLKOUT only
//      GpioIntRegs.GPIOXINT1SEL.bit.GPIOSEL = 19;    // Xint1 is GPIO0
//      EDIS;
//      XIntruptRegs.XINT1CR.bit.POLARITY = 1;        // Rising edge interrupt
//      XIntruptRegs.XINT1CR.bit.ENABLE = 1;         // Enable Xint1

// Inicialização das variáveis
//      a=0;
//      t=EPWM1_TIMER_TBPRD;
//      x=0;
//      f=0;
//      alfa=0;

```



```

// Interrupção do TIMER0
// Nesse arquivo essa interrupção é usada para indicar que o programa está em
execução piscando
// o LED3 da ControlCARD
//%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
interrupt void cpu_timer0_isr(void)
{
// Pisca o LED3 da ControlCARD indicando que o programa está rodando
    GpioDataRegs.GPBTOGGLE.bit.GPIO34 = 1;

    // Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 1
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}

//%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
// Interrupção do TIMER1
// Nesse arquivo o TIMER1 é configurado para rodar a 100kHz gerando uma
interrupção a cada 10us
// A variável CpuTimer1.InterruptCount é incrementada nessa interrupção e é
utilizada para computar
// o valor da frequência da tensão da rede no ponto de conexão comum.
//%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
interrupt void cpu_timer1_isr(void)
{
    CpuTimer1.InterruptCount++;
    // The CPU acknowledges the interrupt.
    EDIS;
}

//%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
// Interrupção do ADC
// Nesse arquivo essa interrupção é utilizada para medir a tensão do barramento DC,
a tensão e
// frequência da rede e a corrente de saída do conversor. Um sinal senoidal é
sintetizado nessa
// função para impor uma tensão senoidal na saída do conversor. A amplitude do
sinal senoidal
// é controlada por um potenciômetro que controla o índice de modulação.
//%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
interrupt void adc_isr(void)
{
// Lê o valor convertido do Link DC
    ValorDigital = AdcRegs.ADCRESULT0 >> 4;
    ValorDigital=1-(ValorDigital)/1852;
    Fator=90;

    a=Fator*ValorDigital;

    x=(a)*(t)/180;
}

```

```

        if (a>=0)
        {
            EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 1;

            EPwm5Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;
            EPwm5Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0;

            EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;
            EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = EPWM2_TIMER_TBPRD;
            EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;
            EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = x;

            if (EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS>0)
            {

                EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;
                EPwm4Regs.TBPHS.half.TBPHS = x+t;
            }

            else if (EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS==0)
            {
                EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 0;
                EPwm4Regs.TBPHS.half.TBPHS = x+t;
            }
        }
        else if (a<0)
        {
            EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 1;
            EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 1;
            EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;
            EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0;
            EPwm4Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;
            EPwm4Regs.TBPHS.half.TBPHS = EPWM4_TIMER_TBPRD;
            EPwm5Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;
            EPwm5Regs.TBPHS.half.TBPHS = abs(x);
            EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;
            EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = x+t;
            if (EPwm5Regs.TBPHS.half.TBPHS>0)
            {
                EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;

                EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = x+t;
            }
            if(EPwm5Regs.TBPHS.half.TBPHS>0)
            {
                EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;
                EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = abs(x)+t;
            }
        }
    }
}

```

```

    }
}

// Reinicializa para o próxima sequência ADC
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;    // Reset SEQ1
    AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;  // Clear INT SEQ1 bit
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; // Acknowledge
                                           //interrupt to PIE

    return;
}

//      FUNÇÃO DE CONVERSÃO DE IQ PARA DUTY-CYCLE:
//=====
// -- Conversão de valor em ponto flutuante p/ a faixa de atuação dos módulos
//ePWM:
// -- Atualização dos registradores de comparação (CMPA e CMPB)

int16 Output_DAC_PWM(float32 val, float32 min, float32 max, int PRD)
{
    int16  duty;
    float32 calc;

    calc = (val - min) / (max - min);
    duty = (int16)(calc * PRD);

    if(val >= max) duty = PRD; // Limite superior;
    if(val <= min) duty = 0;   // Limite inferior;

    return (duty);
} // FIM DA ROTINA (IQtoDuty):
//=====

//%%%%%%%%%%
// Inicialização do módulo EPWM1
// Ajuste para portadora triangular e modo doubleupdate de atualização
// Apenas o módulo EPWM1 gera interrupção para o módulo ADC
// A rotina de interrupção do módulo ADC atualiza os valores do PWM
//%%%%%%%%%%v
void InitEPwm1Example()
{
    // Ajusta o timer do EPWM
    EPwm1Regs.TBPRD = EPWM1_TIMER_TBPRD;
    // Ajusta o periodo do timer
    EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000;
    // Zera o valor da fase
    EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000;
    // Zera o contador

```

```

// Ajusta o valor inicial dos comparadores
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = EPWM1_MAX_CMPA;
// Valor do comparador A
EPwm1Regs.CMPB = EPWM1_MAX_CMPB;
// Valor do comparador B

// Seleciona o modo do contador
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
// Seleciona o modo de contagem up/down
EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;
// Habilita o modo de fase
EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;
//EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 1; // generate a
//syncout if CTR = 0

// Setup shadowing
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
// Carrega o valor do comparador A no evento Zero
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
// Carrega o valor do comparador B no evento Zero

// Seleciona as ações na saída do comparador
// Modo de operação: acionamento das chaves do conversor

EPwm1Regs.AQCTLA.all = 0x0006; // ZRO = set, PRD
//= clear

// Ajuste da interrupção onde será atualizado o valor dos comparadores
// Gera o trigger para o SOC do módulo ADC
// Configuração para o modo double-update
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1;
// Habilita o SOCA no modulo EPWM1
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCBEN = 1;
// Habilita o SOCB no modulo EPWM1
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = ET_CTR_ZERO;
// Seleciona o SOC quando o contador é zero
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCBSEL = ET_CTR_PRD;
// Seleciona o SOC quando o contador é máximo
EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = ET_1ST;
// Gera o SOC no primeiro evento
EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCBPRD = ET_1ST;
// Gera o SOC no primeiro evento
}

```



```

{
    // Ajusta o timer do EPWM
    EPwm3Regs.TBPRD = EPWM3_TIMER_TBPRD;
    // Ajusta o periodo do timer
    EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000;
    // Zera o valor da fase
    EPwm3Regs.TBCTR = 0x0000;
                                // Zera o contador

    // Ajusta o valor inicial dos comparadores
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = EPWM3_MAX_CMPA;
    // Valor do comparador A
    EPwm3Regs.CMPB = EPWM3_MAX_CMPB;
                                // Valor do comparador B

    // Seleciona o modo do contador
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
    // Seleciona o modo de contagem up/down
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;
    // Habilita o modo de fase
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

    // Setup shadowing
    EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
    EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
    EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
// Carrega o valor do comparador A no evento Zero
    EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
// Carrega o valor do comparador B no evento Zero

    EPwm3Regs.AQCTLA.all = 0x0006;    // ZRO = set, PRD = clear
}

//%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
// Inicialização do módulo EPWM4
// Ajuste para portadora triangular e modo doubleupdate de atualização
// Apenas o módulo EPWM1 gera interrupção para o módulo ADC
// A rotina de interrupção do módulo ADC atualiza os valores do PWM
// Deadband não utilizado nesse arquivo devido à conversão digital analógico
//%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
void InitEPwm4Example()
{
    // Ajusta o timer do EPWM
    EPwm4Regs.TBPRD = EPWM4_TIMER_TBPRD;
    // Ajusta o periodo do timer
    EPwm4Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000;
    // Zera o valor da fase

```

```

EPwm4Regs.TBCTR = 0x0000;
                    // Zera o contador

// Ajusta o valor inicial dos comparadores
EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = EPWM4_MAX_CMPA;
// Valor do comparador A
EPwm4Regs.CMPB = EPWM4_MAX_CMPB;
                    // Valor do comparador B

// Seleciona o modo do contador
EPwm4Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
// Seleciona o modo de contagem up/down
EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;
// Habilita o modo de fase
EPwm4Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
EPwm4Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

// Setup shadowing
EPwm4Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm4Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm4Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
// Carrega o valor do comparador A no evento Zero
EPwm4Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
// Carrega o valor do comparador B no evento Zero

// Seleciona as ações na saída do comparador
// Modo de operação: acionamento das chaves do conversor

EPwm4Regs.AQCTLA.all = 0x0006;                // ZRO = set, PRD
= clear
}

//%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
// Inicialização do módulo EPWM5
// Ajuste para portadora triangular e modo doubleupdate de atualização
// Apenas o módulo EPWM1 gera interrupção para o módulo ADC
// A rotina de interrupção do módulo ADC atualiza os valores do PWM
// Deadband não utilizado nesse arquivo devido à conversão digital analógico
//%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
void InitEPwm5Example()
{
    // Ajusta o timer do EPWM
    EPwm5Regs.TBPRD = EPWM5_TIMER_TBPRD;
    // Ajusta o período do timer
    EPwm5Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000;
    // Zera o valor da fase

```

```

EPwm5Regs.TBCTR = 0x0000;
                // Zera o contador

// Ajusta o valor inicial dos comparadores
EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = EPWM5_MAX_CMPA;
// Valor do comparador A
EPwm5Regs.CMPB = EPWM5_MAX_CMPB;
                // Valor do comparador B

// Seleciona o modo do contador
EPwm5Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
// Seleciona o modo de contagem up/down
EPwm5Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;
// Habilita o modo de fase
EPwm5Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
EPwm5Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

// Setup shadowing
EPwm5Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm5Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm5Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
// Carrega o valor do comparador A no evento Zero
EPwm5Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
// Carrega o valor do comparador B no evento Zero

// Seleciona as ações na saída do comparador
// Modo de operação: acionamento das chaves do conversor

EPwm5Regs.AQCTLA.all = 0x0006;

}

//=====
=====
// Este arquivo termina aqui
//=====
=====

```