



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL  
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA  
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

HENRIQUE MATHEUS GONÇALVES DOS SANTOS

**SISTEMA CONVERSOR DE POTÊNCIA PARA O  
CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS BASEADO  
NO CONVERSOR DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)**

Campo Grande – MS

Novembro de 2024

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL  
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA  
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

HENRIQUE MATHEUS GONÇALVES DOS SANTOS

**SISTEMA CONVERSOR DE POTÊNCIA PARA O  
CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS BASEADO  
NO CONVERSOR DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)**

Trabalho de Conclusão de Curso  
apresentado como exigência para  
obtenção do grau de Bacharelado em  
Engenharia Elétrica da Universidade  
Federal de Mato Grosso do Sul – UFMS.

Orientador: Professor Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

Campo Grande – MS

Novembro de 2024

# **SISTEMA CONVERSOR DE POTÊNCIA PARA O CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS BASEADO NO CONVERSOR DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)**

Monografia apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, para obtenção da Graduação em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

---

Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

---

MSc. Guilherme Mendonça dos Santos Martines

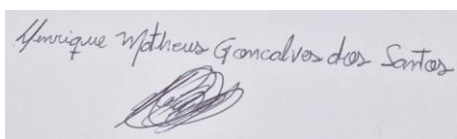
---

Eng. Bruno Cândia Dalla Nora

## DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

Henrique Matheus Gonçalves dos Santos, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado do Mato Grosso do Sul, portador no RG de nº 2069427 e CPF nº 056.453.741-18, declaro que o “Trabalho de Conclusão de Curso” apresentado com o título “SISTEMA CONVERSOR DE POTÊNCIA PARA O CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS BASEADO NO CONVERSOR DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)” é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciei todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este artigo não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS).

Campo Grande, 6 de novembro de 2024.

A rectangular box containing a handwritten signature in black ink. The signature is written in a cursive style and reads "Henrique Matheus Gonçalves dos Santos". Below the name, there is a stylized, circular flourish or scribble.

Henrique Matheus Gonçalves dos Santos

*Dedico este trabalho aos meus pais,  
Walkiria e Ronaldo. Por todo o amor e por  
tudo que fizeram para que eu chegasse até aqui.*

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente a Deus. Entendo que a realização deste trabalho, bem como toda a minha trajetória na faculdade, só foi possível porque até aqui o Senhor me sustentou.

Agradeço também a minha família, meus pais e minha irmã, por todo o apoio para que eu ingressasse em uma universidade federal. A realização deste TCC, bem como a minha formatura, representa todo o esforço e luta dos meus pais, Walkíria e Ronaldo, para que eu pudesse cursar uma faculdade em tempo integral. Sem eles, nada disso seria possível.

Agradeço à minha esposa, Rayane, que em 2018, enquanto ainda era minha namorada, no meio de tantas incertezas sobre se eu deveria ingressar em uma universidade, foi quem me encorajou a tentar o vestibular de Engenharia Elétrica e tem me apoiado desde então.

Agradeço ao Me. Thyago Estrabis por ter acreditado no meu potencial quando me convidou para fazer parte do capítulo estudantil Power Electronics Society – PELS. Esse contato com a pesquisa fez uma grande diferença na minha formação.

Agradeço aos colegas do meu tempo de estágio na Energisa MS, em especial ao Engenheiro César Merlin, por ter me confiado funções importantes que fizeram a diferença no meu estágio e cujos frutos colho até hoje.

Agradeço ao meu orientador de TCC, o Prof. Dr. Moacyr Aureliano de Gomes Brito, por todo o apoio durante a realização deste trabalho e pela paciência em todas as etapas, bem como o engenheiro Bruno Dalla Nora, sempre disponível e disposto a esclarecer minhas dúvidas. Agradeço também a todos os professores e amigos que fizeram parte da minha formação; cada aula e cada momento de descontração ficarão guardados na minha memória.

## RESUMO

Este trabalho tem como objetivo projetar e simular um carregador veicular *off-board*, baseado no conversor CC-CC Dual Active Bridge (DAB), que interliga o barramento CC de um veículo elétrico ao de uma estação de carregamento. O trabalho explora o funcionamento do conversor, além de diferentes estratégias de controle, destacando suas vantagens e desvantagens. Primeiramente, o conversor é analisado em malha aberta, para observar seu comportamento natural. Em seguida, este é controlado via referência de potência, utilizando um método numérico para ajuste polinomial, sem o uso de funções de transferência. Posteriormente, foi implementado um controle baseado em referência de corrente, utilizando a resposta em frequência do sistema. Dois tipos de controladores foram investigados: o primeiro, com a combinação de um compensador de avanço de fase e um controlador PID; e o segundo, um controle mais direto com a alocação manual de polos e zeros nas frequências de interesse. Ambos os métodos foram analisados em termos de desempenho e estabilidade. Ambos os controladores apresentaram comportamento subamortecido, sem overshoot e com boa margem de fase, porém o controlador com alocação manual de polos apresentou maior ruído e oscilações em regime permanente, enquanto o controlador com compensação de fase em paralelo com um PID manteve-se mais estável.

**Palavras-Chave:** Carregador Off-board, Carregamento de Bateria Íon-Lítio, Dual Active Bridge, Veículos elétricos.

## ABSTRACT

This work aims to design and simulate an off-board vehicle charger based on a Dual Active Bridge (DAB) DC-DC converter, which connects the DC bus of an electric vehicle to a charging station. The study explores the converter's operation as well as different control strategies, highlighting their advantages and disadvantages. Initially, the converter is analyzed in open-loop to observe its natural behavior. Then, it is controlled via power reference using a numerical polynomial adjustment method, without transfer functions. Subsequently, a control strategy based on current reference is implemented using the system's frequency response. Two types of controllers were investigated: the first combines a phase lead compensator with a PID controller, while the second involves direct manual pole-zero placement at the relevant frequencies. Both methods were analyzed in terms of performance and stability. The controllers exhibited underdamped behavior, with no overshoot and good phase margin; however, the manual pole placement controller displayed more noise and oscillations in steady-state, whereas the phase compensation combined with PID provided a more stable response.

**Keywords:** Dual Active Bridge, Off-board Charger, Electric Vehicles, Lithium-Ion Battery Charging.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Matriz Energética X Matriz Elétrica	13
Figura 2 – Tipos de Carregamento de EVs	14
Figura 3 – Topologia Básica do Conversor Dual Active Bridge (DAB)	15
Figura 4 - Circuito com duas fontes AC e indutância	15
Figura 5 - Transformador e Indutância de Dispersão	17
Figura 6 – Ponte de MOSFETs da Topologia DAB	18
Figura 7 – Limites de operação para manter ZVS.	20
Figura 8 - Sinais PWM defasados	20
Figura 9 - Tensão na Indutância de Dispersão	21
Figura 10 - Corrente na Indutância de Dispersão	21
Figura 11 - Corrente de Saída do Conversor	21
Figura 12 – Etapa 1: Q1, Q4 ON / Qb, Qc ON	22
Figura 13 – Obtenção de valores para o método de Ziegler Nichols	25
Figura 14 – Alteração no módulo e na fase inseridas pelo Compensador Lead	26
Figura 15 – Gerador PWM da Ponte Primária	28
Figura 16 – Bloco Repeating Sequence - Onda Dente de Serra	28
Figura 17 – Ponte Primária	29
Figura 18 - Ponte Secundária	29
Figura 19 – Topologia do Conversor Completo	30
Figura 20 – Configuração do transformador e MOSFETs	30
Figura 21 – Método de Verificação do Defasamento $\varphi$	31
Figura 22 – Gerador PWM Ponte Secundária	33
Figura 23 – Defasamento de 30° Entre a Ponte Primária e Secundária	34
Figura 24 – Potência de Saída – Conversor Não Controlado	34
Figura 25 - Verificação do Ângulo de Defasagem $\varphi$	35
Figura 26 – Comparação da Corrente na Indutância de Dispersão e Saída do Conversor não Controlado	35
Figura 27 – Status da Bateria no Conversor não Controlado	36
Figura 28 – Configurações do Bloco Ramp	37
Figura 29 – Teste do Conversor em Rampa	37
Figura 30 – Relação entre $\varphi$ e Potência de Saída	38
Figura 31 – Blocos To Workspace	38

Figura 32 – Potência X Ângulo de Defasagem	39
Figura 33 – Ajuste Polinomial	39
Figura 34 – Teste dos Polinômios de Grau 2 e 3	40
Figura 35 – Valores de Constante Para Testar Polinômios de Grau 2 e 3	41
Figura 36 – Resultado dos Ajustes de Grau 2 e 3	41
Figura 37 – Matlab Function para Ajuste Polinomial	42
Figura 38 – Pu / Tempo Crítico	42
Figura 39 – Circuito de Controle via Potência	43
Figura 40 – Potência de Saída Vs Referência	43
Figura 41 – Alteração de Ângulo e Potência Vs Referência	44
Figura 42 – Status da Bateria Carregada por Potência	44
Figura 43 – Comparação da Corrente na Indutância de Dispersão e Saída do Conversor Controlado por Potência	45
Figura 44 – Diagrama de Bode, lugar das raízes e resposta ao degrau – Conversor não Compensado	47
Figura 45 – Frequência em $-G(j\omega)$	50
Figura 46 – Diagrama de Bode, Lugar das Raízes e Resposta ao Degrau – Conversor com Compensador Lead	51
Figura 47 – Diagrama de Bode Planta Não Compensada, Planta Compensada e Compensador Lead	51
Figura 48 – Conversor Controlado Por Avanço de Fase	52
Figura 49 – Referência de Corrente Vs Corrente de saída – Compensador Lead	52
Figura 50 – Conversor Controlado por Avanço de Fase em Paralelo Com Controlador PID	52
Figura 51 – Diagrama de Bode, Lugar das Raízes e Resposta ao Degrau – Conversor com Compensador Lead em Paralelo com PID	53
Figura 52 - Referência de Corrente Vs Corrente de saída – Compensador Lead em Paralelo com PID	53
Figura 53 – Status da Bateria Carregada por Corrente	54
Figura 54 – Comparação da Corrente na Indutância de Dispersão e Saída do Conversor Controlado por Corrente	54
Figura 55 – Conversor Controlado com Alocação Manual de Polos e Zeros	56
Figura 56 – Corrente de Saída Vs Referência	57
Figura 57 – Diagrama de Bode, Lugar das Raízes e Resposta ao Degrau – Conversor Controlado	57

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO .....	12
1.1	Contextualização.....	12
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA .....	15
2.1	Transferência de Potência CA entre Duas Fontes.....	15
2.2	Indutância de Dispersão.....	17
2.3	MOSFETs .....	17
2.4	Modulação SPS – <i>Single Phase Shift</i> .....	18
2.5	ZVS – <i>Zero Voltage Switching</i> .....	19
2.6	Etapas de Operação e Formas de Onda.....	20
2.7	Corrente e Potência de Saída .....	23
2.8	Método de Controle de Ziegler Nichols .....	24
2.9	Compensação por Avanço de Fase – Compensador <i>Lead</i> .....	26
3	PARÂMETROS COMUNS ÀS SIMULAÇÕES.....	27
3.1	Cálculo do <i>Duty Cycle</i> .....	27
3.2	Sinal PWM.....	27
3.3	Cálculo de Defasamento .....	30
3.4	Cálculo de Indutância de Dispersão.....	31
3.5	Cálculo da Capacitância e Indutância de Saída <b><i>Cout</i></b> e <b><i>Iout</i></b> .....	32
4	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR NÃO CONTROLADO.....	33
4.1	Defasamento $\varphi$ .....	33
4.2	Resultados Obtidos .....	34
5	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR CONTROLADO POR POTÊNCIA .....	37
5.1	Comportamento do Conversor DAB $\varphi$ Vs Potência .....	37
5.2	Projeto do Controlador PID .....	42
5.3	Resultados Obtidos .....	43
6	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR CONTROLADO POR CORRENTE.....	46
6.1	Função de Transferência e Características da Planta .....	46
6.2	Projeto do Compensador de Avanço de Fase ( <i>Lead</i> ) .....	48
6.3	Resultados Obtidos .....	53
7	CONVERSOR CONTROLADO VIA ALOCAÇÃO MANUAL DE POLOS E ZEROS	56
8	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	59
	REFERÊNCIAS .....	60

APÊNDICES .....	63
-----------------	----

## 1 INTRODUÇÃO

### 1.1 Contextualização

Nas últimas décadas houve um movimento intenso de urbanização. As pessoas, que antes viviam em áreas rurais, agora vivem em grandes centros, e, até 2050, dois terços da população viverá em centros urbanos [1]. A intensa migração de pessoas para áreas centrais demanda também uma grande quantidade de energia elétrica disponível para proporcionar qualidade de vida. Para suportar o aumento da dependência elétrica nos próximos anos, tem sido introduzida a geração distribuída, alterando o antigo modelo de geração centralizada, como hidrelétricas distantes dos grandes centros, para uma geração junto ao consumidor, como por exemplo, através da geração solar fotovoltaica [2]. Dessa forma, a descentralização da geração de energia elétrica torna as unidades consumidoras em geradores de energia mudando o paradigma da geração e distribuição de energia.

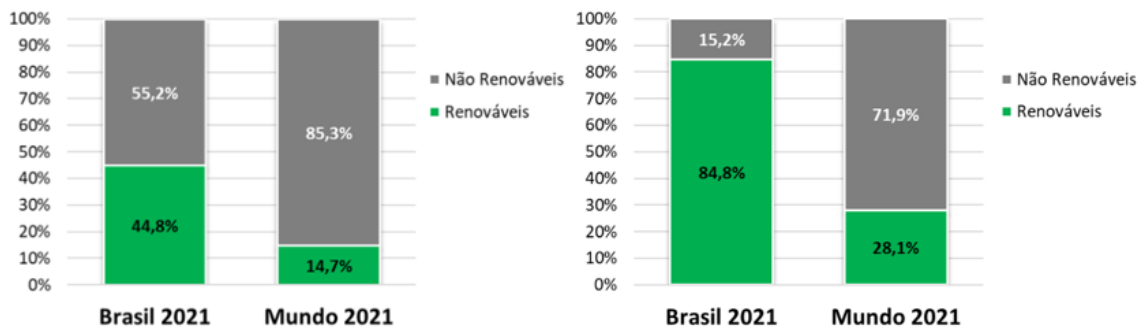
Junto ao crescimento das cidades e de sua densidade populacional, cresce também o número de veículos. Países como o Brasil, com o intuito de fortalecer a indústria nacional e promover o desenvolvimento econômico, acabam incentivando o setor de fabricação de veículos do tipo ICE (do inglês, *Internal Combustion Engine*), fazendo a frota nacional saltar de 80 para 120 milhões entre 2013 e 2023, representando um crescimento de 35% [3]. O resultado dessa política é uma frota veicular massiva emitindo GEE (Gases de Efeito Estufa). Em 2019, o setor de transportes, mundialmente, foi responsável por emitir aproximadamente 8,4 GtCO<sub>2</sub> (Giga toneladas de dióxido de carbono), ou 17% dos GEE emitidos, e no Brasil 201 MtCO<sub>2</sub> (Mega toneladas de dióxido de carbono) ou 19% dos GEE emitidos [4].

Para reduzir as emissões de GEE provenientes do setor de transportes, vários países estão se mobilizando na criação de legislações que proíbem a fabricação de veículos *ICE*. Um exemplo significativo é o Parlamento Europeu, que aprovou o pacote *FIT for 55*, que é um conjunto de medidas para reduzir as emissões de GEE, que dentre as propostas incluem a proibição da fabricação de novos veículos *ICE* a partir de 2035.

A matriz energética brasileira, apesar de ser considerada uma das mais renováveis do mundo, ainda tem 55,2% provenientes de fontes não renováveis, sendo desses, 35,7% de petróleo e seus derivados. Por outro lado, a matriz elétrica brasileira é ainda mais renovável, sendo 84,8% [5], e com potencial para atingir níveis maiores, com a inserção de novas fontes de energias renováveis, como solar e eólica. Dessa forma, em países como o Brasil, torna-se

através da ideia de migrar a fonte de energia dos veículos de combustíveis fósseis para a eletricidade.

Figura 1 - Matriz Energética X Matriz Elétrica



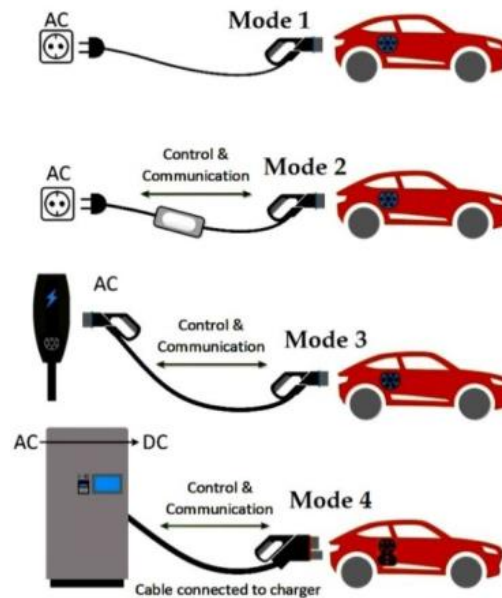
Fonte: [5]

Entretanto fica evidente que não é suficiente migrar a fonte de energia dos veículos para eletricidade se esta eletricidade não for gerada a partir de fontes renováveis. Um estudo mostrou que VEs (Veículos Elétricos) na China contribuem tanto quanto um ICE na emissão de GEE, devido à matriz elétrica do país ser composta majoritariamente (85%) por combustíveis fósseis. Apesar de haver melhora na qualidade do ar em grandes centros, a emissão de gases é apenas deslocada dos centros urbanos para os locais onde a eletricidade está sendo gerada [6].

A eletrificação dos veículos enfrenta não só desafios técnicos e de integração com práticas sustentáveis ao meio ambiente, mas também a aceitação pelo público em geral. Define-se como *range anxiety* a percepção do público quanto à autonomia de um VE, bem como a lentidão de seu carregamento e a disponibilidade de carregadores adequados [7].

Atualmente, existem quatro formas de carregamento de VEs, vide Figura 2, sendo dois modos de carregamento lento, um modo de carregamento semirrápido e um modo de carregamento rápido (e ultra-rápido). Torna-se evidente que, para atender à demanda crescente de VEs e para que estes possam competir com veículos ICEs, o carregamento deve ser feito de maneira rápida.

Figura 2 – Tipos de Carregamento de EVs



Fonte: [8]

O carregamento rápido (e também super-rápido) é feito geralmente com um carregador do tipo *off-board* que faz a conversão CA/CC, provendo potência para a bateria via conversor isolado localizado fora do VE. O carregamento lento, feito geralmente com carregador *on-board*, considerando uma capacidade de 7,2 kW, levaria em torno de 8 horas para carregar o equivalente à 300 km, enquanto carregadores ultrarrápidos de 350 kW, por exemplo, conseguem reduzir esse tempo para 10 minutos [9].

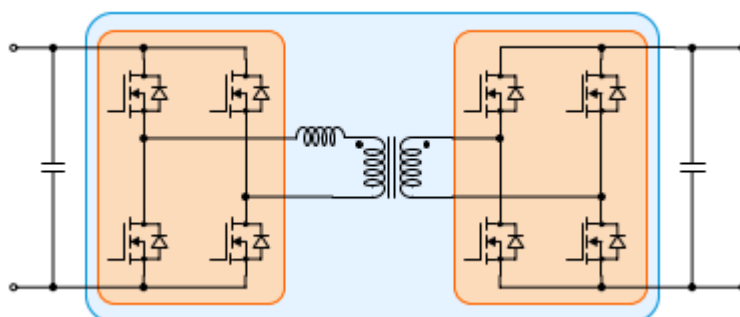
A capacidade de um fluxo bidirecional possibilita também o emprego de tecnologias como *V2G* e *V2V*, que podem ser utilizados como serviços ancilares, auxiliando a rede em momentos de ponta com o fornecimento de energia, regulação de frequência e suporte de reativo para regulação de tensão [10]- [11].

Para possibilitar a bidirecionalidade de energia, ou seja, para que o VE possa devolver a energia excedente à rede, é necessário utilizar um conversor capaz de realizar essa ação. Neste trabalho, será utilizado o conversor DAB (Dual Active Bridge) devido à sua alta densidade de potência, alta eficiência, capacidade de operação nos modos buck e boost, baixo estresse nos componentes e a redução do volume de elementos reativos graças à alta frequência de operação.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo trata da fundamentação teórica do funcionamento do conversor DAB. Desde o básico da transferência de potência entre duas fontes CA, até os aspectos de funcionamento do conversor. A topologia em análise pode ser verificada na Figura 3, que mostra o conversor DAB em sua configuração básica.

Figura 3 – Topologia Básica do Conversor Dual Active Bridge (DAB)

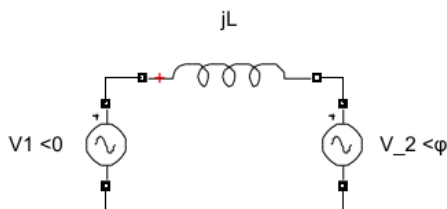


Fonte: [9]

### 2.1 Transferência de Potência CA entre Duas Fontes

A análise do funcionamento do conversor DAB pode ser realizada em etapas, avaliando a influência de cada componente adicionado ao circuito. A Figura 4 mostra duas fontes de tensão, onde  $V_1 \angle 0$  é a referência,  $V_2 \angle \varphi$  está defasada, e há uma indutância  $L$  entre as fontes. A presença da indutância não interfere na potência ativa do circuito, pois é um elemento armazenador de energia, sem a capacidade de absorver ou emitir potência ativa. No entanto, a inserção desta impedância é essencial para o fluxo de potência.

Figura 4 - Circuito com duas fontes AC e indutância



Fonte: Autor

Para deduzir a equação da potência ativa transferida de uma fonte para a outra, é necessário primeiro determinar a corrente do circuito, já que os valores de tensão são conhecidos. Em seguida, aplica-se a fórmula  $P = V \times I$  no lado desejado.



Para determinar a corrente no circuito, basta aplicar a equação (1).

$$I = \frac{V_1 \angle 0 - V_2 \angle \varphi}{j\omega L} \quad (1)$$

Sabendo que o operador  $j$  representa uma rotação de  $90^\circ$  e considerando que a base está em cosseno, a equação pode ser reescrita no domínio do tempo, conforme equação (2).

$$I_{(t)} = \frac{V_1}{\omega L} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_2}{\omega L} \text{sen}(\omega t - \varphi) \quad (2)$$

Para encontrar a potência, basta multiplicar  $V_2 = \cos(\omega t - \varphi)$  (onde  $V_2$  está no domínio do tempo) pela corrente  $I_t$  da equação (2), obtendo a equação (3).

$$P_{2(t)} = V_{2(t)} \times I_{(t)} = V_2 \cos(\omega t - \varphi) \left[ \frac{V_1}{\omega L} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_2}{\omega L} \text{sen}(\omega t - \varphi) \right] \quad (3)$$

Expandindo a equação (3), obtém-se a equação (4).

$$P_{2(t)} = \frac{V_1 V_2}{\omega L} \text{sen}(\omega t) \cos(\omega t - \varphi) - \frac{V_2 V_2}{\omega L} \text{sen}(\omega t - \varphi) \cos(\omega t - \varphi) \quad (4)$$

Para encontrar a potência média, basta integrar a equação (4) sobre um período  $T$ .

$$\begin{aligned} \overline{P_{2(t)}} &= \frac{V_1 V_2}{2\omega L} \int_0^T \text{sen}(\omega t) \cos(\omega t - \varphi) - \frac{V_2 V_2}{\omega L} \underbrace{\int_0^T \text{sen}(\omega t - \varphi) \cos(\omega t - \varphi)}_0 \\ &= \frac{V_1 V_2}{2\omega L} \times \text{sen}(\varphi) \end{aligned} \quad (5)$$

O resultado da equação (5) demonstra que, independentemente dos valores das tensões das fontes  $V_1$  e  $V_2$ , o fluxo de potência depende do valor do ângulo  $\varphi$ , conforme relação (6).

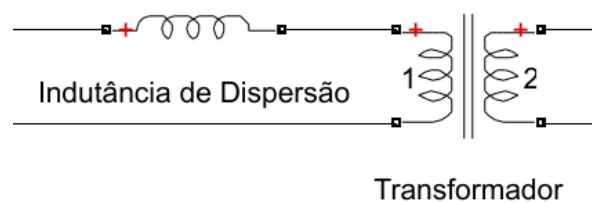
$$\begin{cases} \varphi < 0, \text{fluxo de potência de } V_2 \text{ para } V_1 \\ \varphi > 0, \text{fluxo de potência de } V_1 \text{ para } V_2 \end{cases} \quad (6)$$

Dessa forma, a direção do fluxo de potência independe da magnitude de tensão nas fontes, mas sim do defasamento angular entres as pontes do conversor. Cabe ressaltar que essa é uma demonstração do princípio da transferência de potência CA, não sendo a equação exata que rege o comportamento do conversor, mas sim a base para tal análise.

## 2.2 Indutância de Dispersão

Para representar a indutância mostrada na Figura 4, pode-se utilizar um transformador no lugar de um indutor. Em um transformador, as linhas de fluxo magnético não são confinadas inteiramente dentro do material ferromagnético do núcleo, dando origem a um fluxo que está associado ao enrolamento primário, mas não ao secundário. Esse fluxo é conhecido como fluxo de dispersão, o qual depende de fatores relativos à construção física do elemento [12]. A indutância de dispersão pode ser utilizada como elemento de transferência de energia entre o primário e o secundário como visto em [13]. Dessa forma, a indutância mostrada na Figura 5 é a representação da indutância de dispersão do transformador.

Figura 5 - Transformador e Indutância de Dispersão

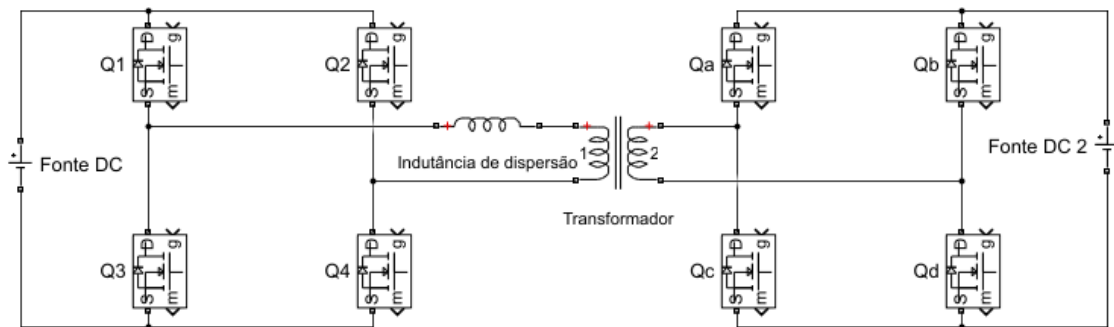


Fonte: Autor

## 2.3 MOSFETs

Para tirar proveito do uso da indutância de dispersão, é necessário que a tensão nos terminais do transformador seja alternada e, portanto, possa guiar o fluxo de potência. Para isso, podem-se utilizar dispositivos semicondutores controlados, como por exemplo MOSFETs, denominados neste trabalho como interruptores, para realizar a conversão CC/CA e, posteriormente, CA/CC, formando assim duas pontes ativas, conforme mostrado na Figura 6, sendo uma inversora e outra retificadora.

Figura 6 – Ponte de MOSFETs da Topologia DAB



Fonte: Autor

A modulação utilizada é a PWM (Pulse Width Modulation) que regula o tempo em que os interruptores permanecem ligados ( $T_{on}$ ) e desligados ( $T_{off}$ ), ajustando assim o índice de modulação das pontes semicondutoras [14].

Na modulação PWM a frequência é constante. O sinal de controle dos interruptores é gerado a partir da comparação de uma referência com uma forma de onda que se repete, como por exemplo uma onda triangular. A frequência da forma de onda determina a frequência de chaveamento do circuito.

#### 2.4 Modulação SPS – *Single Phase Shift*

A modulação *Single Phase Shift*, utilizada neste trabalho, é o método de controle mais empregado em conversores bidirecionais isolados, como é o caso do conversor DAB. Uma onda quadrada é gerada por um PWM em uma frequência fixa e enviada ao lado primário do conversor. Em seguida, é introduzido um atraso nessa onda, que é então enviada ao secundário. Dessa forma, é induzida uma diferença de tensão, permitindo que a corrente flua do primário para o secundário. Esse atraso, gerado entre as pontes, é representado pelo ângulo  $\varphi$ , que constitui o único grau de liberdade do conversor DAB nesse tipo de modulação [15].

Além da modulação *Single Phase Shift* (SPS), também existem outras modulações para o conversor DAB que oferecem maior flexibilidade e eficiência em diferentes condições de carga. A modulação *Extended Phase Shift* (EPS), por exemplo, adiciona um segundo ângulo de defasagem no lado secundário, permitindo controlar melhor a potência em baixa carga. Já a modulação *Dual Phase Shift* (DPS) introduz ângulos de defasagem independentes para o lado primário e secundário, reduzindo a corrente de pico no transformador e melhorando a eficiência em diversas faixas de operação. Por fim, a modulação *Triple Phase Shift* (TPS) incorpora três ângulos de defasagem ajustáveis, proporcionando um controle ainda mais preciso e

minimizando perdas em condições de carga variadas, embora seja uma modulação mais complexa de implementar. Essas alternativas aumentam o grau de liberdade no controle do conversor, permitindo otimizar a transferência de potência conforme as exigências da aplicação [16].

### 2.5 ZVS – Zero Voltage Switching

O fenômeno ZVS, ou comutação suave faz com que a perda associada à comutação dos interruptores seja minimizada. Isto ocorre quando durante a transição  $T_{on} \rightarrow T_{off}$  ou  $T_{off} \rightarrow T_{on}$  dos interruptores principais estas coincidem com o cruzamento por zero da forma de onda de tensão. No caso de MOSFETs controlados via PWM de alta frequência, as perdas causadas pelo chaveamento, bem como os picos de corrente e oscilações podem ser reduzidas com a técnica ZVS [17].

No caso do conversor DAB, quando operado dentro de limites adequados, ZVS é inerente ao seu funcionamento. Entre o tempo  $T_{off}$  e  $T_{on}$ , a energia armazenada no indutor descarrega as capacitâncias dos MOSFETs fazendo com que fiquem próximo da tensão nula antes de seu acionamento. Essa é uma grande vantagem da topologia do conversor DAB, onde devido ao defasamento, a energia indutiva armazenada causa ZVS em todos os interruptores da ponte defasada [18].

Os limites dos valores de *Duty Cycle* (D) para que o conversor opere em ZVS podem ser definidos como mostrado nas equações 7 e 8 [19].

$$D > \frac{M - 1}{2 \times M}, \text{ se } M \geq 1 \quad (7)$$

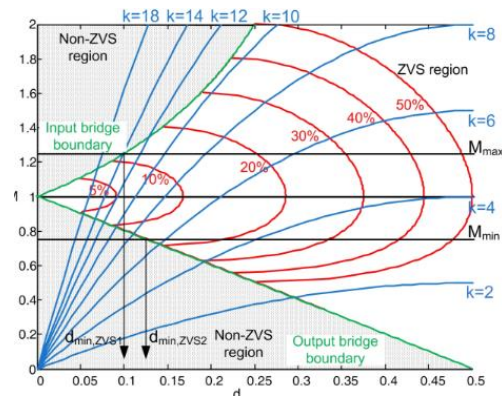
$$D > \frac{1 - M}{2}, \text{ se } M \leq 1 \quad (8)$$

A definição de M é dada pela equação 9. (Conferir equação 9)

$$M = \frac{n \times V_{in}}{V_o} \quad (9)$$

Sendo  $n$  a relação do transformador de alta frequência.

Figura 7 – Limites de operação para manter ZVS.



Fonte: [19]

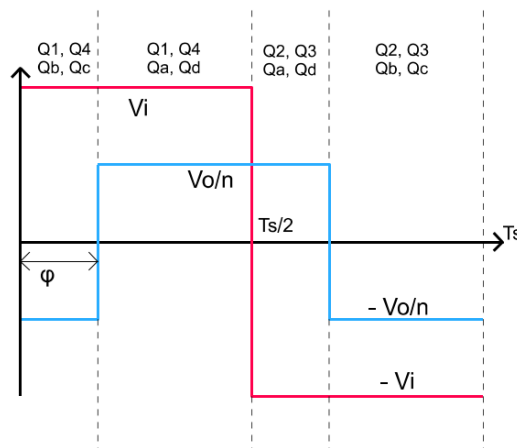
Conforme ilustrado na Figura 7, para  $M = 1$ , o conversor opera em ZVS para qualquer valor de *Duty Cycle* entre 0 e 1. Entretanto, como pode ser observado na mesma figura,  $D$  deve ser limitado para minimização da circulação de reativos. O valor do limite do *Duty Cycle* será discutido na seção de simulação.

## 2.6 Etapas de Operação e Formas de Onda

Para uma melhor compreensão do funcionamento, as etapas de operação podem ser visualizadas graficamente da Figura 8 à Figura 11. Em todas as figuras, o eixo X refere-se a um período de chaveamento  $T_s$ .

A Figura 8 mostra quais interruptores estão ativos. Em vermelho, é mostrado a tensão da ponte inversora e, em azul, a tensão da ponte retificadora. O defasamento entre as tensões é dado por  $\varphi$  e não estão em escala.

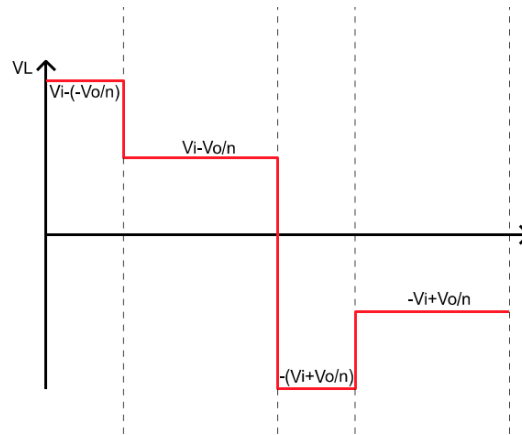
Figura 8 - Sinais PWM defasados



Fonte: Autor

A Figura 9 mostra a tensão na indutância de dispersão  $V_L$ . É possível notar que a tensão é positiva em metade do período, e negativa na outra metade, uma vez que a tensão média neste elemento deve ser nula.

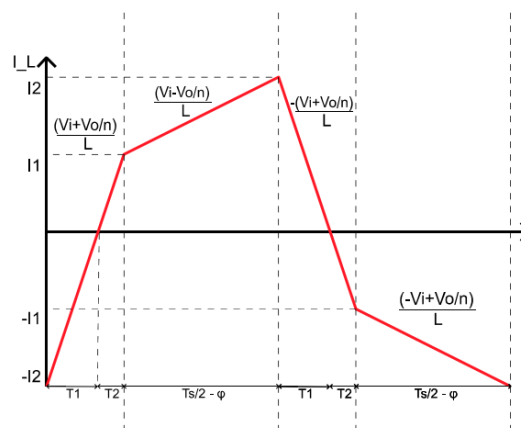
Figura 9 - Tensão na Indutância de Dispersão



Fonte: Autor

A Figura 10 mostra a corrente na indutância de dispersão  $I_L$ .

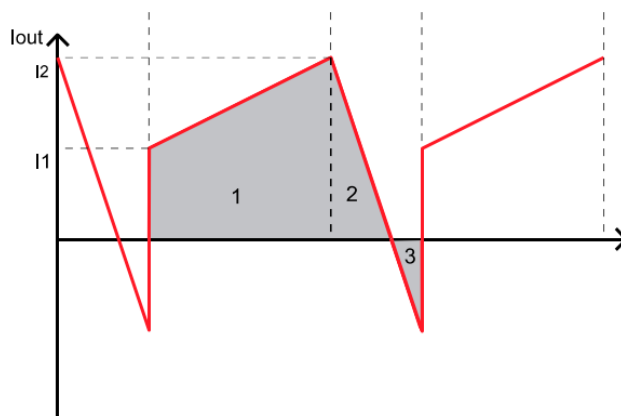
Figura 10 - Corrente na Indutância de Dispersão



Fonte: Autor

A Figura 11 mostra a corrente de saída  $I_{out}$  do conversor. É possível notar que  $I_{out}$  é apenas a corrente da indutância de dispersão  $I_L$  retificada.

Figura 11 - Corrente de Saída do Conversor

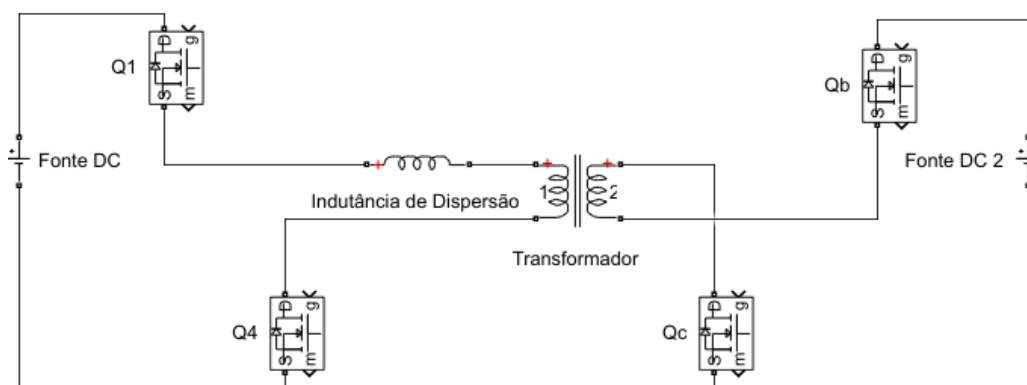


Fonte: Autor

Para que haja fluxo de potência da Fonte DC para a Fonte DC 2, é necessário que o conjunto de interruptores Q1 à Q4 operem como uma ponte inversora, e o conjunto de interruptores Qa à Qd opere como ponte retificadora, com o sinal de controle defasado em relação à ponte inversora. Durante a etapa 1, mostrada na Figura 12, a corrente na indutância de dispersão está mudando de polaridade, conforme mostrado na Figura 10. Neste intervalo, os interruptores Q1 e Q4 no primário, e Qb e Qc no secundário, estão conduzindo corrente. A curva de corrente na indutância de dispersão durante esse intervalo obedece a equação 10.

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{in} + \frac{V_{out}}{n}}{L} \quad (10)$$

Figura 12 – Etapa 1: Q1, Q4 ON / Qb, Qc ON



Fonte: Autor

Durante a etapa 2, a polaridade na indutância de dispersão é sempre positiva, conforme mostrado na Figura 10. Durante esse intervalo, os interruptores Q1 e Q4 no primário permanecem conduzindo corrente, enquanto ocorre uma transição no secundário, com os interruptores Qa e Qb passando a conduzir corrente. No intervalo de comutação, que acontece

no secundário, há um pequeno intervalo em que nenhum interruptor está conduzindo corrente (os diodos assumem); neste intervalo acontece o ZVS [18], explicado na seção 2.5. A derivada de corrente na indutância de dispersão durante esse intervalo é dada pela equação 11.

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{in} - \frac{V_{out}}{n}}{L} \quad (11)$$

Durante a etapa 3, a polaridade na indutância de dispersão começa a se inverter, conforme mostrado na Figura 10. Durante esse intervalo, os interruptores Qa e Qd permanecem conduzindo corrente e há uma comutação no primário, com os interruptores Q2 e Q3 passando a conduzir corrente. A derivada de corrente na indutância de dispersão durante esse intervalo é dada pela equação 2.

$$\frac{di}{dt} = \frac{-(V_{in} + \frac{V_{out}}{n})}{L} \quad (12)$$

Durante a etapa 4, a polaridade na indutância de dispersão é sempre negativa, conforme mostrado na Figura 10. Durante esse intervalo, os interruptores Q2 e Q3 permanecem conduzindo corrente, enquanto há uma comutação no secundário e os interruptores Qb e Qc começam a conduzir corrente. A derivada de corrente na indutância de dispersão durante esse intervalo é dada pela equação 13.

$$\frac{di}{dt} = \frac{-V_{in} + \frac{V_{out}}{n}}{L} \quad (13)$$

## 2.7 Corrente e Potência de Saída

A integral da corrente elétrica em relação ao tempo corresponde à carga elétrica. Dessa forma, o cálculo da área cinza na Figura 11, que é a área de um trapézio e dois triângulos, fornece a informação sobre a carga.

Sabendo que as correntes são conforme equações 14 e 15.

$$I_1 = T_2 \times \frac{(V_i + \frac{V_o}{n})}{L} \quad (14)$$



$$I_2 = T_1 \times \frac{\left(V_i + \frac{V_o}{n}\right)}{L} \quad (15)$$

A soma de  $I_1$  e  $I_2$ , resulta na equação 16. Conforme pode ser visto na Figura 8,  $T_1$  somado com  $T_2$  resulta no defasamento  $\varphi$ .

$$I_1 + I_2 = \varphi \times \frac{V_i + \frac{V_o}{n}}{L} \quad (16)$$

A partir disso, é possível calcular a área  $\Delta Q$ , conforme equação 17.

$$\begin{aligned} \Delta Q = 1 + 2 - 3 &= \frac{1}{2} \times (I_1 + I_2) \left(\frac{T_s}{2} - \varphi\right) + \frac{1}{2} \times T_1 \times I_2 - \frac{1}{2} T_2 \times I_1 \\ \Delta Q &= \varphi \frac{V_i}{L} \left(\frac{T_s}{2} - \varphi\right) \end{aligned} \quad (17)$$

Com o resultado da equação 17, é possível calcular a corrente de saída, dada pela equação 19.

$$I_o = \frac{\Delta Q}{\frac{nT_s}{2}} \rightarrow I_o = \frac{V_i \times \varphi \times \left(1 - \frac{\varphi}{\frac{T_s}{2}}\right)}{nL} \rightarrow I_o = \frac{V_i \times D(1 - D)}{2 \times n \times L \times F_s} \quad (18)$$

Por fim, para encontrar a potência de saída, basta multiplicar a  $I_{out}$  pela tensão de saída  $V_o$ , resultando na equação 19.

$$P_o = V_o \times \frac{V_i \times D(1 - D)}{2 \times n \times L \times F_s} \quad (19)$$

Contudo, a equação 19 é útil para avaliar certos aspectos do conversor, como a relação entre tensão, corrente e *Duty Cycle* sob condições específicas. No entanto, ela não descreve a operação dinâmica do conversor, sendo essa tratada por formulações mais complexas, conforme descrito na referência [18], não sendo escopo deste trabalho a sua dedução.

## 2.8 Método de Controle de Ziegler Nichols

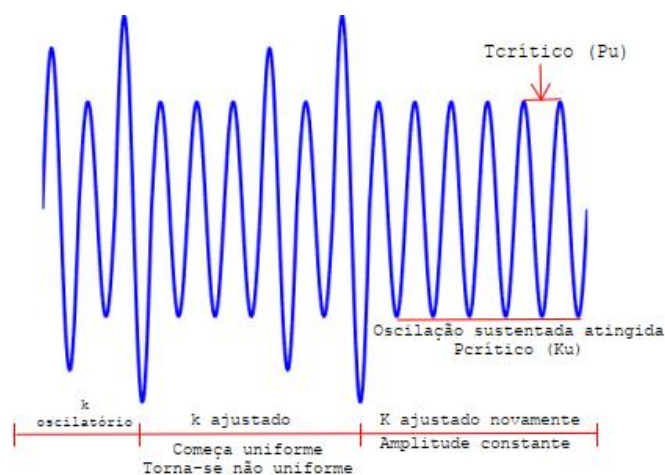
Para realizar o ajuste do controlador PID do conversor controlado via potência, a técnica de controle utilizada será a o método de Ziegler Nichols. A técnica consiste em um método empírico para obter os valores de P, I e D. Só é possível de ser utilizado em sistemas que tenham

oscilação sustentada, ou seja, uma oscilação estável em regime permanente. A técnica consiste em um simples algoritmo de 5 passos, detalhados a seguir:

1. Zerar os valores de I e D, dessa forma determinando a influência de P.
2. Setar P tão pequeno quanto possível, com valores razoáveis à natureza da planta que se quer controlar.
3. Aumentar P até que a planta atinja a oscilação sustentada em regime permanente.
4. Uma vez atingida a oscilação sustentada, anotar o valor de P, que será  $P_u$  (Período crítico), e anotar o tempo entre as cristas de onda, que será  $T_u$  (Período crítico).

Com os valores obtidos, e pela análise da Figura 13, escolher qual controlador será utilizado, P, PI ou PID e usar as equações da Tabela 1 [20].

Figura 13 – Obtenção de valores para o método de Ziegler Nichols



Fonte: Adaptado de [20]

Com os valores obtidos na Figura 13, basta determinar qual controlador será utilizado, P, PI ou PID e utilizar as equações da Tabela 1.

Tabela 1 – Equações para Determinar P, I e D

Tipo de Controlador	Ganho Proporcional ( $K_p$ )	Tempo Integral ( $T_i$ )	Tempo Derivativo ( $T_d$ )
P	$K_p = 0,5 \times K_u$	-	-
PI	$K_p = 0,45 \times K_u$	$T_i = \frac{P_u}{1,2}$	-
PID	$K_p = 0,6 \times K_u$	$T_i = \frac{P_u}{2}$	$T_d = \frac{P_u}{8}$

Fonte: [20]

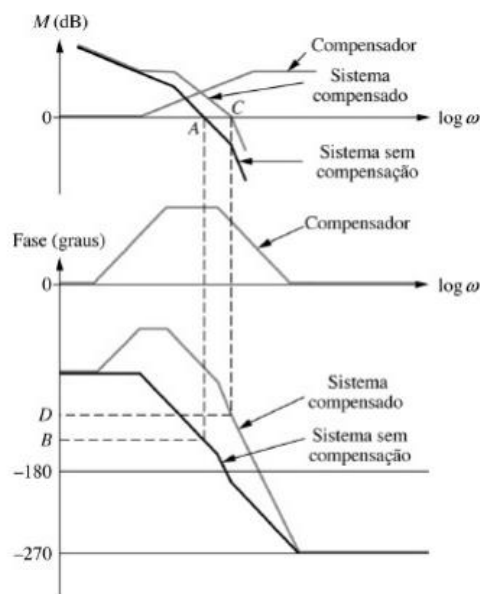
## 2.9 Compensação por Avanço de Fase – Compensador *Lead*

A técnica de compensação por avanço de fase, denominada neste trabalho apenas como compensador *Lead*, é baseada na resposta em frequência. Sua função é aumentar o ângulo de fase o suficiente para compensar o atraso de fase da planta não compensada [21].

A alteração é diretamente observada na fase e na magnitude do Diagrama de Bode. O aumento na margem de fase significa, no domínio do tempo, menores tempos de pico e menor *overshoot*. [22]

A Figura 14 mostra como o compensador *Lead* altera os diagramas de magnitude e fase, que apresentam aumentos para frequências mais altas, permanecendo inalterados em frequências baixas.

Figura 14 – Alteração no módulo e na fase inseridas pelo Compensador *Lead*



Fonte: [22]

A equação do compensador *Lead* é dada pela equação 20.

$$C_{avanço} = K_c \frac{s + \omega_z}{s + \omega_p} \quad (20)$$

Sendo:

- $\omega_z$       Frequência do zero do compensador *Lead*
- $\omega_p$       Frequência do polo do compensador *Lead*
- $K_c$         Ganho em regime permanente

### 3 PARÂMETROS COMUNS ÀS SIMULAÇÕES

#### 3.1 Cálculo do *Duty Cycle*

O conversor DAB desenvolvido neste trabalho possui as especificações conforme Tabela 2.

Tabela 2 – Especificações do Conversor

Valores	Variáveis	Símbolo
250 V	Tensão de entrada	$V_{in}$
500 V	Tensão de saída	$V_{out}$
100 kHz	Frequência de chaveamento	$F_s$
10 kW	Potência de saída	$P_{out}$
0,5	Relação de transformação	$n$
400	Tensão nominal da bateria	V
10	Capacidade total de carga	Ah
30 s	Tempo de resposta da bateria	s
5 à 80°	Limites de Defasamento Angular	°

Fonte: Autor

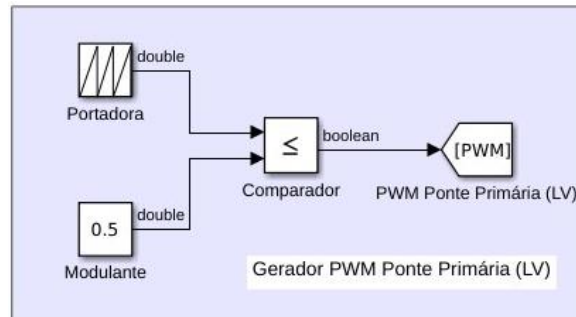
As tensões foram escolhidas de modo que o conversor opere em ZVS, de acordo com a equação 9, sendo  $M = (0.5 \times 500)/250 = 1$ .

Conforme equações 7 e 8, dado o valor de  $M$ , o *Duty Cycle* poderia ser teoricamente ajustado para qualquer valor entre 0 e 1, tendo apenas implicações na circulação de reativos conforme Figura 7. Entretanto, quando se utiliza o controle *SPS*, o valor deve ser limitado à 0,5, para evitar a circulação de componentes CC pelo núcleo do transformador [23].

#### 3.2 Sinal PWM

Para a obtenção de um *Duty Cycle* de 0,50, foi implementado no Simulink um gerador PWM com os blocos mostrados na Figura 15.

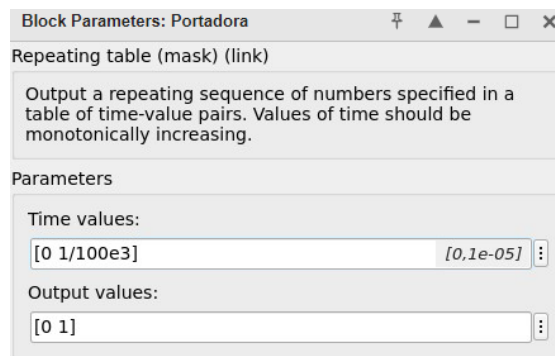
Figura 15 – Gerador PWM da Ponte Primária



Fonte: Autor

A onda portadora foi implementada utilizando o bloco *Repeating Sequence* para gerar uma onda dente de serra com frequência de 100 kHz, conforme mostrado na Figura 16.

Figura 16 – Bloco Repeating Sequence - Onda Dente de Serra

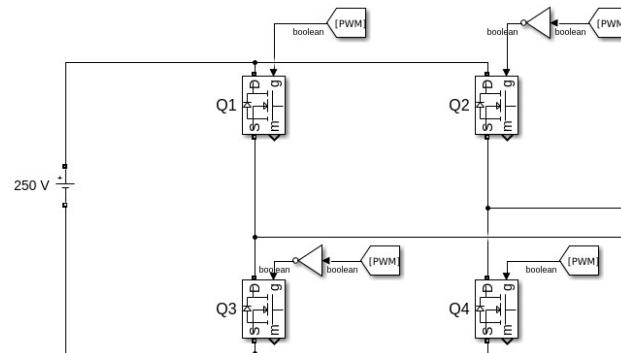


Fonte: Autor

O bloco *Comparador* ( $\leq$ ) na Figura 15 tem como função realizar a comparação entre a portadora e a modulante, em que toda vez que a portadora for menor que 0,5 um sinal de pulso é gerado.

O sinal PWM é então enviado aos interruptores da ponte primária mostrada na Figura 17, seguindo a lógica estabelecida na seção 2.6.

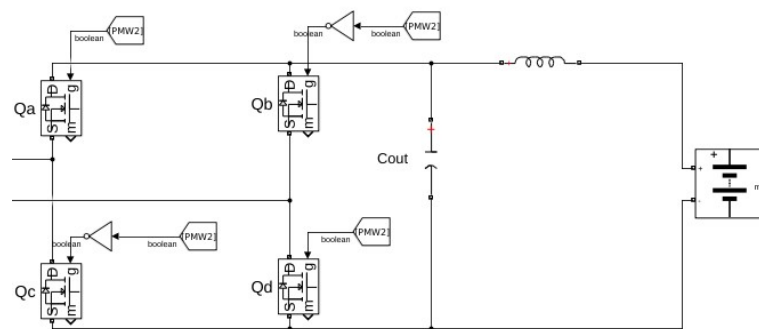
Figura 17 – Ponte Primária



Fonte: Autor

Os interruptores funcionam em pares: quando Q1 e Q4 estão fechados, a porta *NOT* garante que os interruptores Q2 e Q3 estejam abertos, e vice-versa.

Figura 18 - Ponte Secundária

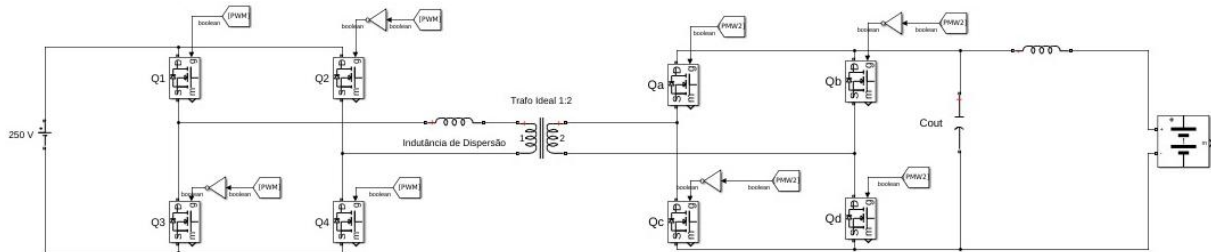


Fonte: Autor

A lógica de funcionamento é a mesma da ponte primária. Qa e Qd trabalham em pares, enquanto Qb e Qc trabalham em pares. A porta *NOT* garante que, quando Qa e Qd estão fechados, Qb e Qc estejam abertos, e vice-versa. Foi adicionado uma indutância de  $10 \mu H$  para diminuir o *ripple* de corrente que carrega as baterias.

Para realizar a conexão entre as pontes, foram adicionadas a indutância de dispersão, que está representada separadamente do transformador, e um transformador ideal com razão 1:2, conforme mostrado na Figura 19. A Figura 19 apresenta a topologia em sua configuração final.

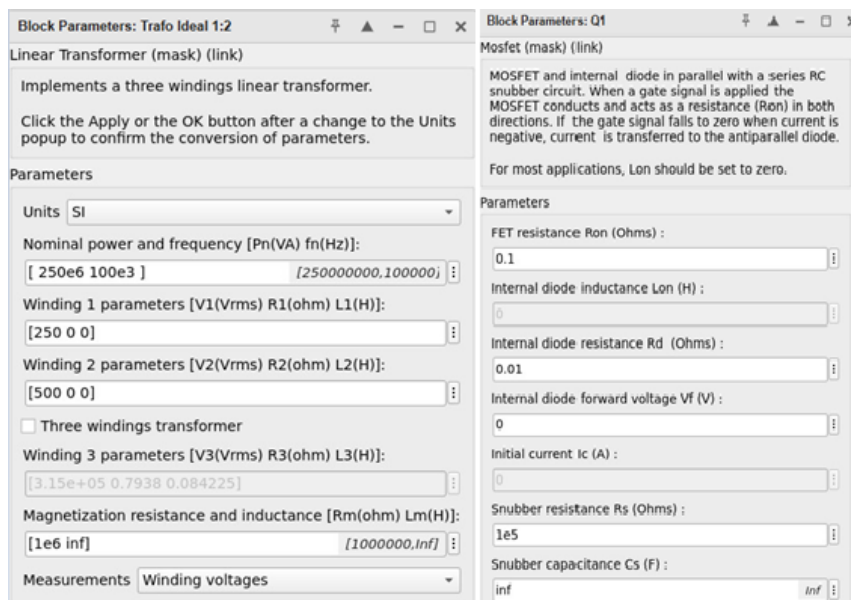
Figura 19 – Topologia do Conversor Completo



Fonte: Autor

Os dados dos MOSFETs simulados bem como os do transformador foram configurados conforme mostrado na Figura 20.

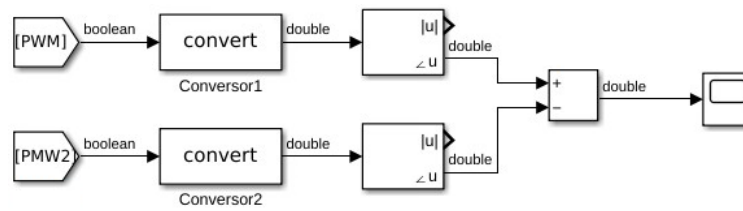
Figura 20 – Configuração do transformador e MOSFETs



Fonte: Autor

### 3.3 Cálculo de Defasamento

Em todas as simulações, o defasamento entre as pontes será validado por meio dos blocos *Fourier*, mostrados na Figura 21, conectando os sinais PWM à entrada dos blocos e utilizando sua saída de ângulo.

Figura 21 – Método de Verificação do Defasamento  $\varphi$ 

Fonte: Autor

Para determinar o defasamento, basta subtrair a saída  $\angle u$  do bloco de *Fourier* da ponte secundária da saída do sinal da ponte primária

### 3.4 Cálculo de Indutância de Dispersão

Para a determinação do valor da indutância de dispersão  $L_{dab}$  e para demais cálculos ao longo deste trabalho, será utilizada a equação (20), obtida em [18].

$$P = \frac{nV_1V_2 \times \varphi(\pi - \varphi)}{2\pi^2 f_s \times L_{dab}} \quad (21)$$

$$L_{dab} = \frac{0,5 \times 250 \times 500 \times 0,523599(\pi - 0,523599)}{2\pi^2 \times 100 \times 10^3 \times 10 \times 10^3} = 4,3 \mu H$$

O valor de  $30^\circ$  ( $0,523599 \text{ rad}$ ) foi definido como ângulo nominal para o conversor operar em 10 kW, permitindo que o conversor tenha margem para aumentar a potência de saída, se necessário.

A corrente na saída do conversor segue a relação dada pela fórmula  $P = V \times I$ .

$$P = V \times I \rightarrow I = \frac{P}{V} = \frac{10 \times 10^3}{500} = 20 \text{ A} \quad (22)$$



### 3.5 Cálculo da Capacitância e Indutância de Saída $C_{out}$ e $I_{out}$

A seleção da capacitância de saída em um conversor DAB não deve se basear apenas no *ripple* de tensão, mas também deve levar em consideração o comportamento dinâmico do sistema, incluindo a resposta transitória.

Fatores como a taxa de variação da carga (*slew rate*), o tempo de resposta da malha de controle, e a interação com a indutância de saída afetam diretamente a escolha do valor do capacitor [24].

Dessa forma, o cálculo do capacitor e do indutor de saída foi ajustado empiricamente para obter uma saída suave de tensão e corrente, respectivamente. Os valores resultantes foram de  $3,66 \times 10^{-6}$  e  $1,59 \times 10^{-3}$ . Com os valores escolhidos, a frequência de corte da planta é dada pela equação 23.

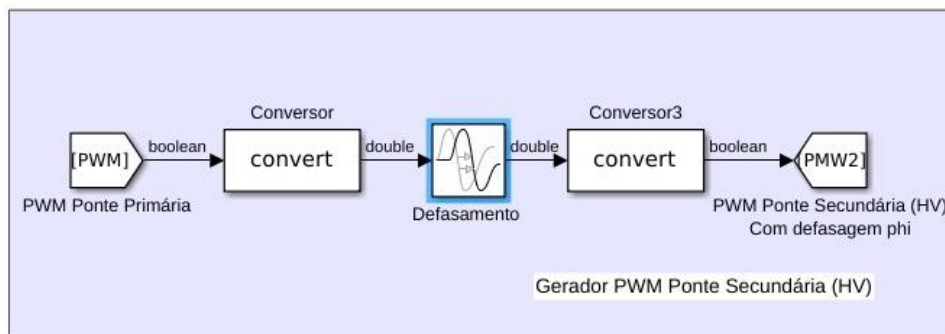
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 2086,32 \text{ Hz} = 13109 \text{ rad/s} \quad (23)$$

## 4 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR NÃO CONTROLADO

### 4.1 Defasamento $\varphi$

O ângulo  $\varphi$  foi escolhido arbitrariamente no valor de  $30^\circ$  ( $0,523599 \text{ rad}$ ). Como a planta ainda não está sendo controlada, é possível fixar seu valor. Para gerar o defasamento angular  $\varphi$  entre as pontes, o sinal PWM enviado à ponte primária passa por um bloco de defasamento (*Transport Delay*) entre sinais, sendo então enviado à ponte secundária da Figura 18.

Figura 22 – Gerador PWM Ponte Secundária

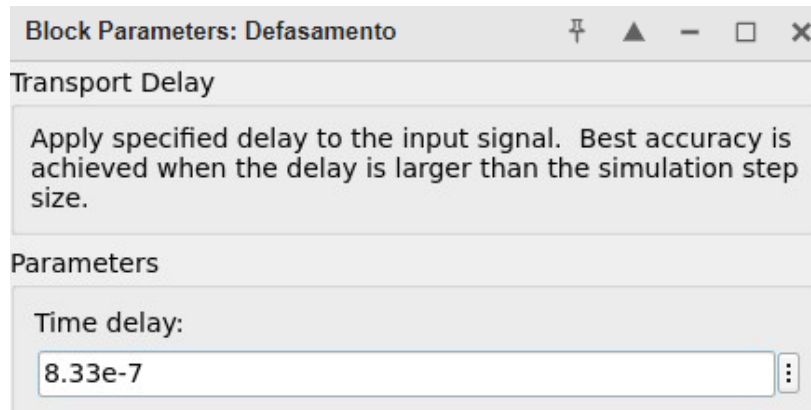


Fonte: Autor

Os blocos *Convert* foram inseridos porque a saída do sinal PWM é booleana, e a entrada do bloco de defasamento aceita apenas o formato *double*, como pode ser visto pelo *data type* acima da ligação entre os blocos, inseridos automaticamente pelo Simulink.

O valor de defasamento inserido no bloco de defasamento (*Transport Delay*) na Figura 23 deve ser em segundos, dessa forma, o valor de 30 graus, considerando a frequência de  $100 \text{ kHz}$  foi convertido para  $8,33 \times 10^{-7} \text{ s}$ .

Figura 23 – Defasamento de 30° Entre a Ponte Primária e Secundária

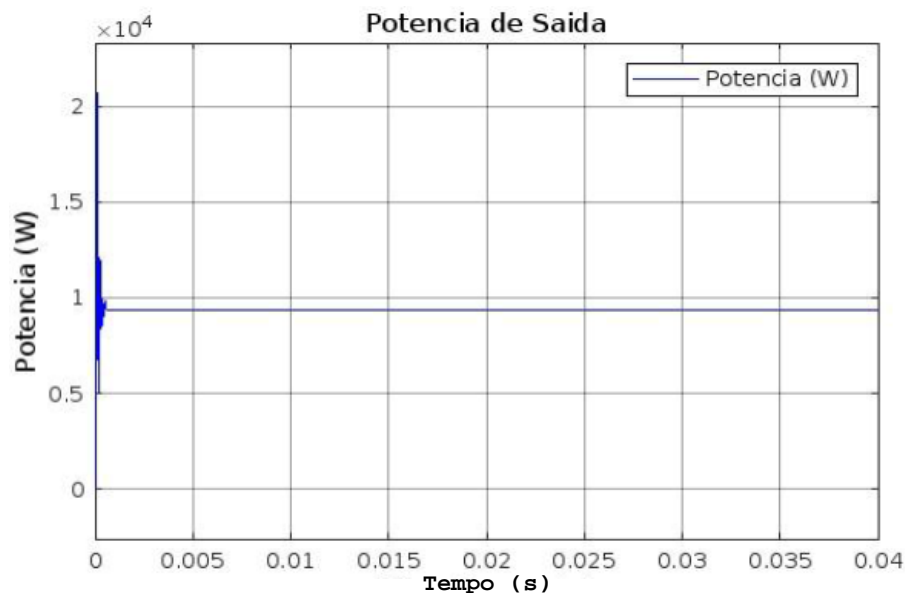


Fonte: Autor

## 4.2 Resultados Obtidos

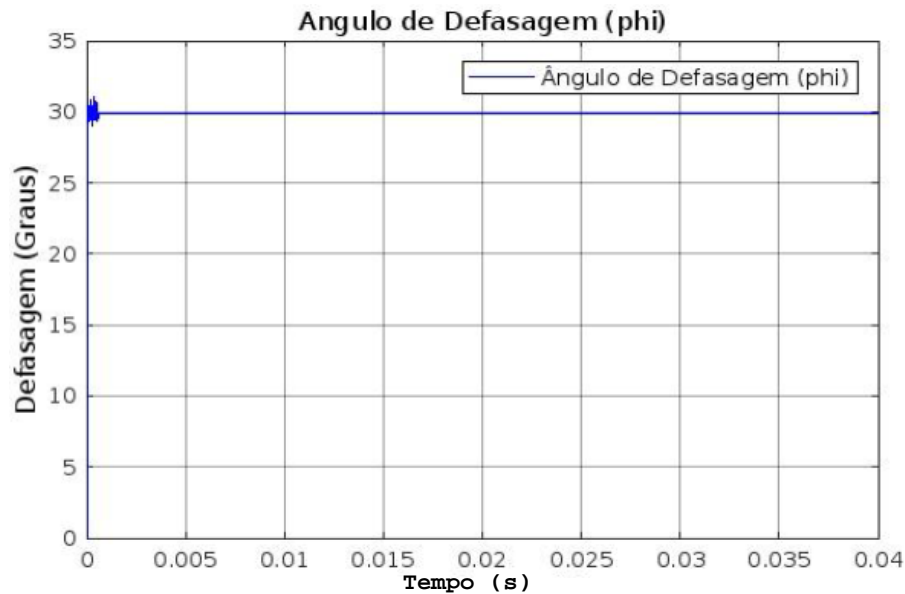
A potência de saída obtida, em malha aberta, ficou abaixo do esperado, atingindo aproximadamente 9 kW, conforme mostrado na Figura 24. As perdas nos elementos podem justificar esta discrepância.

Figura 24 – Potência de Saída – Conversor Não Controlado



Fonte: Autor

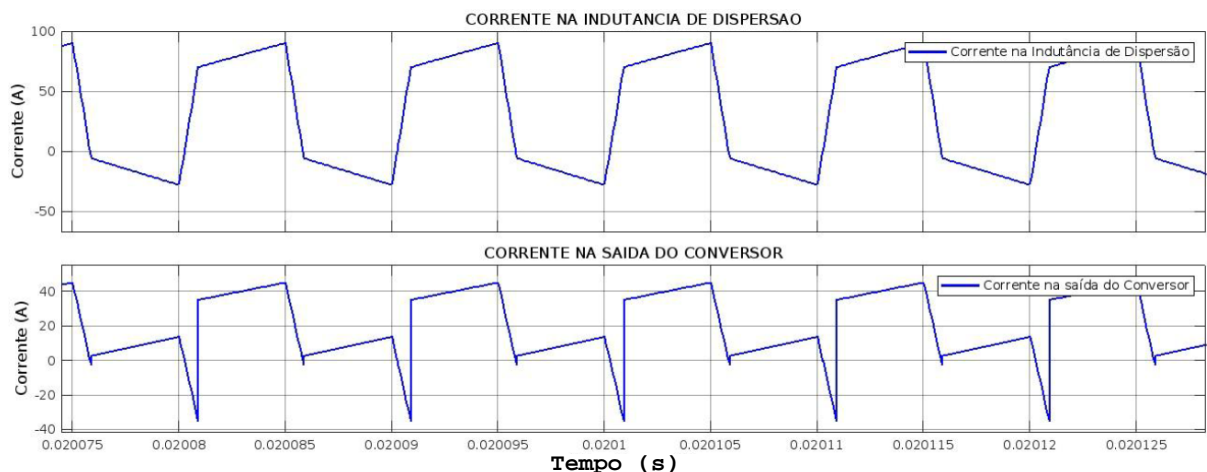
Conforme Figura 25, o defasamento angular entre as pontes manteve-se dentro do esperado em regime permanente.

Figura 25 - Verificação do Ângulo de Defasagem  $\varphi$ 

Fonte: Autor

Conforme mostrado na Figura 26, as correntes na indutância de dispersão e na saída do conversor comportaram-se como esperado em regime permanente, de acordo com as Figura 10 e Figura 11 da seção 2.6. A corrente na indutância de dispersão é alternada, permitindo o fluxo de potência pelo transformador, enquanto a corrente na saída apresenta-se como uma forma retificada da corrente na indutância de dispersão.

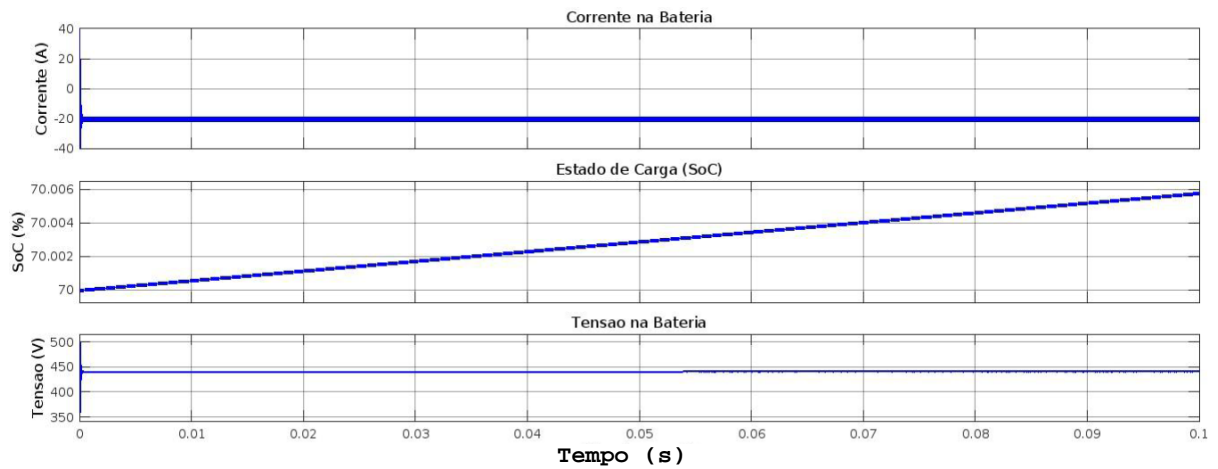
Figura 26 – Comparação da Corrente na Indutância de Dispersão e Saída do Conversor não Controlado



Fonte: Autor

O conversor não controlado apresentou um desempenho satisfatório para o carregamento da bateria, conforme mostrado na Figura 27. Observa-se o carregamento das baterias em virtude do aumento do estado de carga – SOC (do inglês, *State of charge*).

Figura 27 – Status da Bateria no Conversor não Controlado



Fonte: Autor

Entretanto, é necessário levar-se em consideração que a simulação foi realizada com um defasamento fixo de  $30^\circ$ . Em operações onde o *design* deve atender a diferentes veículos elétricos, o conversor não controlado pode não ser adequado. Um conversor CC/CC deve ser capaz de manter uma tensão de saída regulada mesmo sob variação da carga e tensão de entrada, dado que durante operação este estará sujeito a condições ambientais, como temperatura, pressão, envelhecimento dos componentes, dentre outros [14].

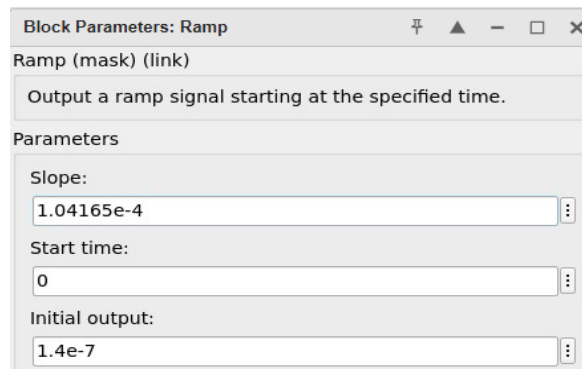
## 5 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR CONTROLADO POR POTÊNCIA

Deve-se mencionar que, devido à ausência de uma função de transferência adequada, optou-se por realizar uma simulação do comportamento do sistema. Para o controle do conversor DAB utilizando a modulação *SPS*, a principal variável de interesse é o ângulo de defasagem, pois como explicado na seção 2.4, este representa o único grau de liberdade disponível no conversor para essa modalidade de controle.

### 5.1 Comportamento do Conversor DAB $\varphi$ Vs Potência

Para modelar o comportamento do conversor diante da mudança no ângulo de defasagem, foi realizada uma simulação em rampa do ângulo do conversor. A rampa começa em 5 graus e vai até 80, que são os limites de defasagem do conversor. Para capturar adequadamente a relação entre  $\varphi$  e Potência, o passo da simulação foi reduzido para  $1 \times 10^{-8}$  aumentando assim a resolução da amostragem. A simulação em rampa foi implementada com a adição do bloco *Ramp*, conforme mostrado na Figura 28.

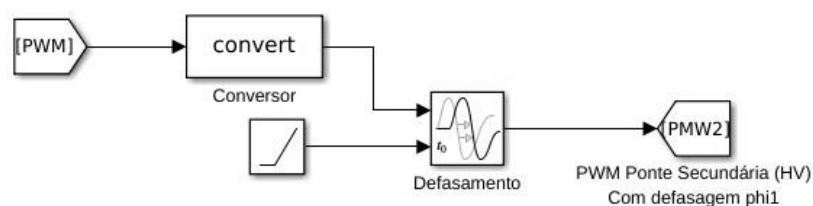
Figura 28 – Configurações do Bloco Ramp



Fonte: Autor

Em seguida, o bloco *Ramp* foi conectado à entrada de defasagem do bloco *Variable Transport Delay*, conforme mostrado na Figura 29.

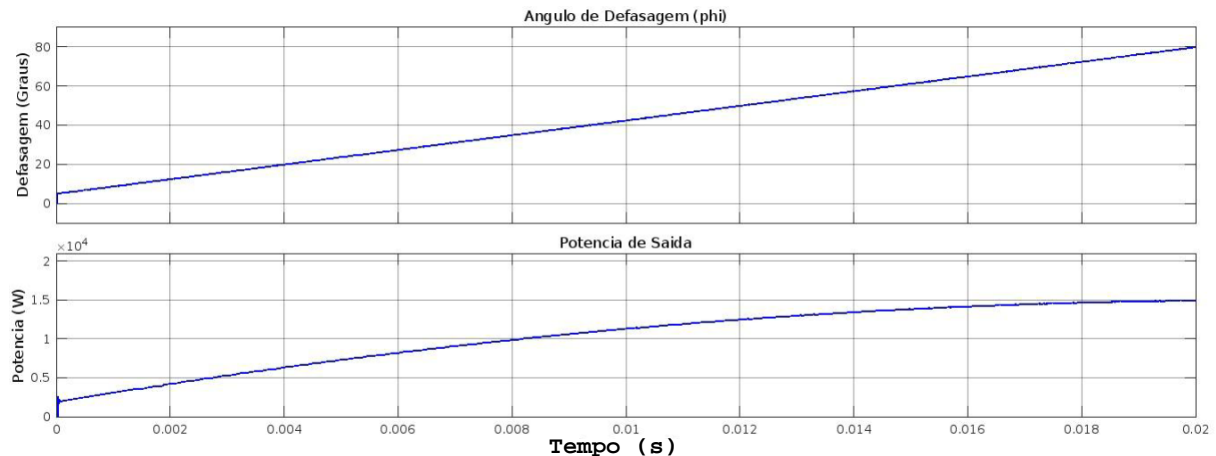
Figura 29 – Teste do Conversor em Rampa



Fonte: Autor

O resultado da simulação é mostrado na Figura 30. Observou-se uma relação quase linear entre o ângulo e a potência de saída; no entanto, essa relação não é estritamente linear. Portanto, é necessário utilizar um método numérico que possa relacionar as duas curvas.

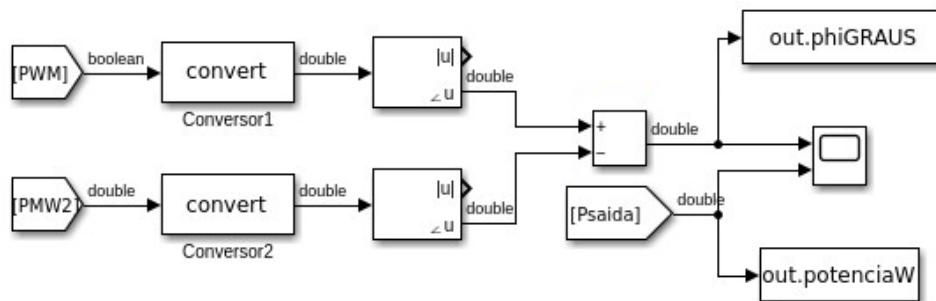
Figura 30 – Relação entre  $\varphi$  e Potência de Saída



Fonte: Autor

Para obter cálculos o mais precisos possível, foram adicionados os blocos *To Workspace*, mostrados na Figura 31, para receber os vetores de dados gerados pelo *Simulink*.

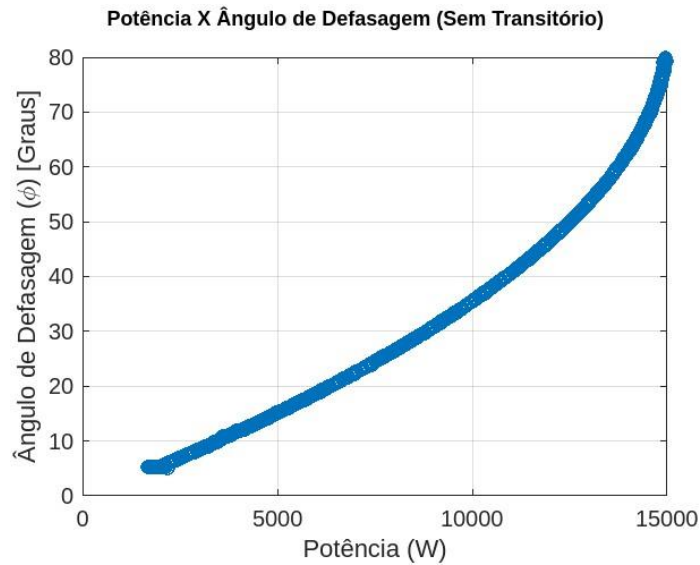
Figura 31 – Blocos *To Workspace*



Fonte: Autor

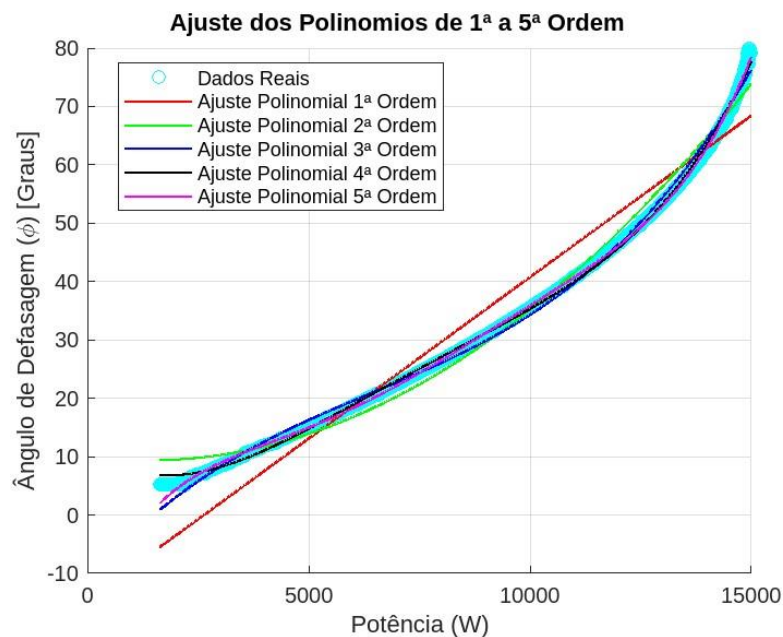
Foi realizado um ajuste polinomial nos dados. Para diminuir o erro desse ajuste, os dados foram filtrados para remover o período transitório, que termina em aproximadamente  $3,4 \times 10^{-5}$  s, utilizando o código 1 do apêndice. Embora o controle pretendido seja sobre o ângulo, a referência utilizada é a potência. Portanto, foi necessário converter o valor da potência de saída em um ângulo equivalente, ou seja, entender a relação entre potência e ângulo de defasagem. A Figura 32 mostra a função  $\varphi = f(\text{potência})$ .

Figura 32 – Potência X Ângulo de Defasagem



Em seguida, foi realizado o ajuste polinomial, conforme o código 2 do apêndice, para determinar o melhor polinômio que se encaixa na curva mostrada na Figura 32.

Figura 33 – Ajuste Polinomial



Graficamente, não é possível determinar qual polinômio se ajusta melhor à curva de interesse. Portanto, é necessário escolher o polinômio com base nos resultados numéricos obtidos. A Tabela 3 mostra os coeficientes dos ajuste polinomiais de grau 1 à 5.



Tabela 3 – Dados Obtidos do Ajuste Polinomial

Grau Pol.	Coeficientes					
	$\alpha_5$	$\alpha_4$	$\alpha_3$	$\alpha_2$	$\alpha_1$	$\alpha_0$
Pol. Grau 1	-	-	-	-	0.005532467108174	-14.576167796162206
Pol. Grau 2	-	-	-	0.000000347875342	-0.000951108271562	9.926367715176355
Pol. Grau 3	-	-	0.000000000044448	-0.000000852867320	0.008629930831879	-11.169525527807265
Pol. Grau 4	-	0.000000000000007	-.000000000209032	0.000002237461411	-0.006296131504983	11.956292638465733
Pol. Grau 5	0.000000000000000	-.000000000000051	0.000000000741024	-0.000004933061801	0.018085213640194	-17.204186377504609

Fonte: Autor

Os coeficientes mostrados na Tabela 3 demonstram que, para um polinômio de grau superior, os coeficientes tendem a zero, indicando que têm pouca influência no resultado do ajuste.

Antes de escolher qual ajuste polinomial será utilizado, é necessário também levar em consideração duas métricas importantes: o Resíduo e o Desvio Padrão dos Resíduos (*Standart Deviation*). O resíduo é a diferença entre o valor real obtido via simulação e o valor previsto no modelo matemático, nesse caso, o modelo de ajuste polinomial. Seu valor indica a qualidade do ajuste do modelo. Quanto mais próximo de zero for a média dos resíduos e o desvio padrão próximo de 1, melhor é o modelo [25].

A tabela 2 contém os valores médios dos resíduos e o desvio padrão. Levando em consideração os coeficientes encontrados na Tabela 3 e os valores da Tabela 4, é razoável escolher o polinômio de grau 2 ou 3 como equação que rege o comportamento do conversor.

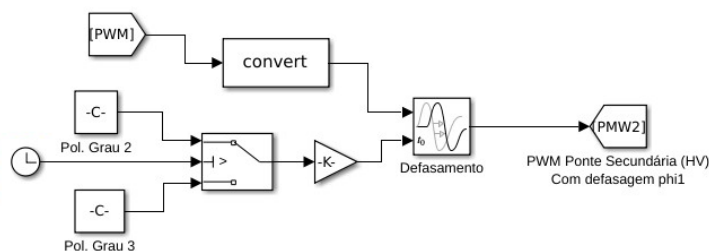
Tabela 4 – Resíduos, Desvio Padrão e Erro Padrão

Grau Pol.	Média dos Resíduos (e-14)	Desvio Padrão dos Resíduos (SD)
Pol. Grau 1	4.630015	5.016946
Pol. Grau 2	-1.253220	2.269494
Pol. Grau 3	-5.077991	1.281070
Pol. Grau 4	2.215952	0.8145035
Pol. Grau 5	4.807814	0.5521121

Fonte: 1

É mostrado na Figura 34 o procedimento para determinar qual polinômio melhor se ajusta à curva.

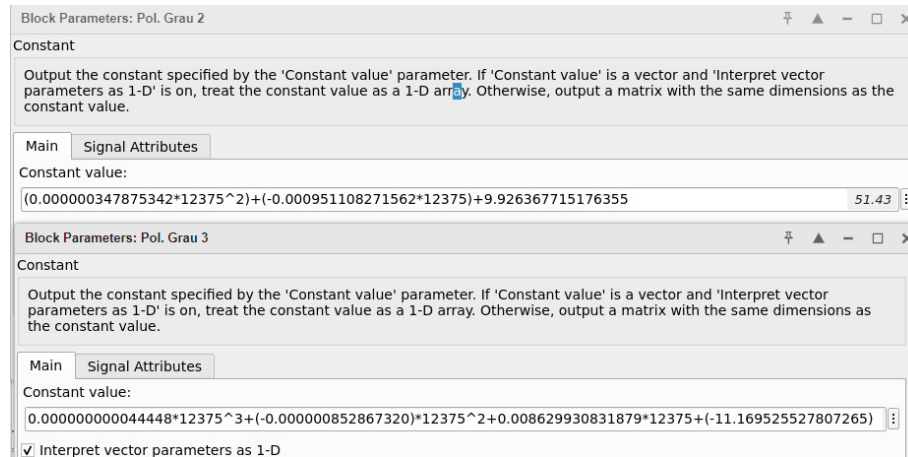
Figura 34 – Teste dos Polinômios de Grau 2 e 3



Fonte: Autor

Os blocos Pol. Grau 2 e Pol. Grau 3 foram preenchidos com os valores dos coeficientes dos polinômios da Tabela 3, considerando uma potência qualquer, no caso 12375 W.

Figura 35 – Valores de Constante Para Testar Polinômios de Grau 2 e 3



Fonte: Autor

Os valores obtidos são mostrados na Figura 36.

Figura 36 – Resultado dos Ajustes de Grau 2 e 3

▼Measurements			
	Time (seconds)		Value
1	0.010		0.000e+00
2	0.030		12420.174
ΔT	20.000 ms	ΔY	1.242e+04
1 / ΔT			50.000 Hz
ΔY / ΔT			621.009 (/ms)

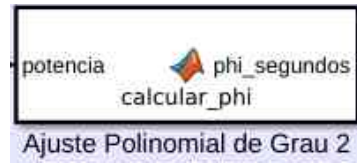
▼Measurements			
	Time (seconds)		Value
1	0.010		0.000e+00
2	0.030		12845.838
ΔT	20.000 ms	ΔY	1.285e+04
1 / ΔT			50.000 Hz
ΔY / ΔT			642.292 (/ms)

Fonte: Autor

Ou seja, o polinômio de grau 2, que ficou 45 W distante da potência desejada, é um melhor ajuste que o polinômio de grau 3, que ficou 470 W distante. É importante ressaltar que, durante os testes, o polinômio de grau 3 se mostrou mais eficaz em potências mais elevadas, onde a curva é menos linear. No entanto, como o conversor está sendo desenvolvido para operar em 10 kW, o polinômio de grau 2 é a escolha mais adequada.

Com o polinômio escolhido, este foi implementado no Simulink via bloco *Matlab Function*, com seu código apresentado no apêndice 4. Sua função é receber um valor de potência e convertê-lo para um defasamento equivalente em segundos.

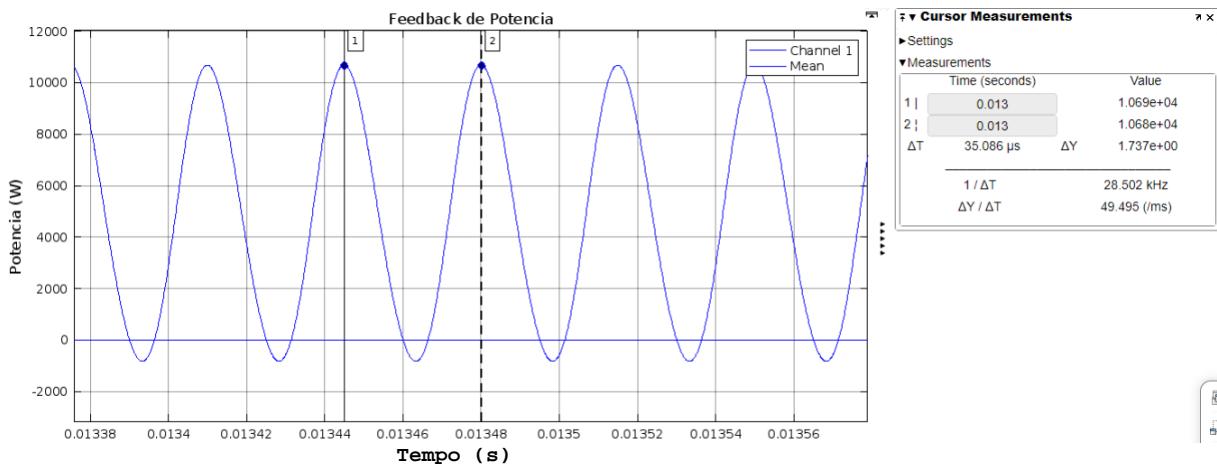
Figura 37 – Matlab Function para Ajuste Polinomial



Fonte: Autor

## 5.2 Projeto do Controlador PID

O projeto do controlador será baseado no método de Ziegler Nichols, conforme explicado na seção 2.8. Na simulação, o controle proporcional P atingiu o ganho crítico em 0,17 ( $K_u$ ), enquanto o tempo crítico foi de 35,086  $\mu\text{s}$  ( $P_u$ ), conforme mostrado na Figura 38.

Figura 38 –  $P_u$  / Tempo Crítico

Fonte: Autor

Com os dados obtidos na simulação, o controlador PID selecionado possui os seguintes valores:

O valor de  $K_p$  foi calculado utilizando a equação 24.

$$K_p = 0,6 \times K_u = 0,6 \times 0,17 = 0,102 \quad (24)$$

Valor de  $T_i$  foi calculado utilizando a equação 25.

$$T_i = \frac{P_u}{2} = \frac{35,086 \times 10^{-6}}{2} = 17,543 \times 10^{-6} \text{ s} \quad (25)$$

O valor de  $I$  inserido no Simulink deve ser expresso em termos de frequência, conforme mostrado na equação 26.

$$I = \frac{K_p}{T_i} = K_p \times 2 \times f = 0,102 \times 2 \times \frac{1}{35,086 \times 10^{-6}} = 5817,42 \text{ Hz} \quad (26)$$

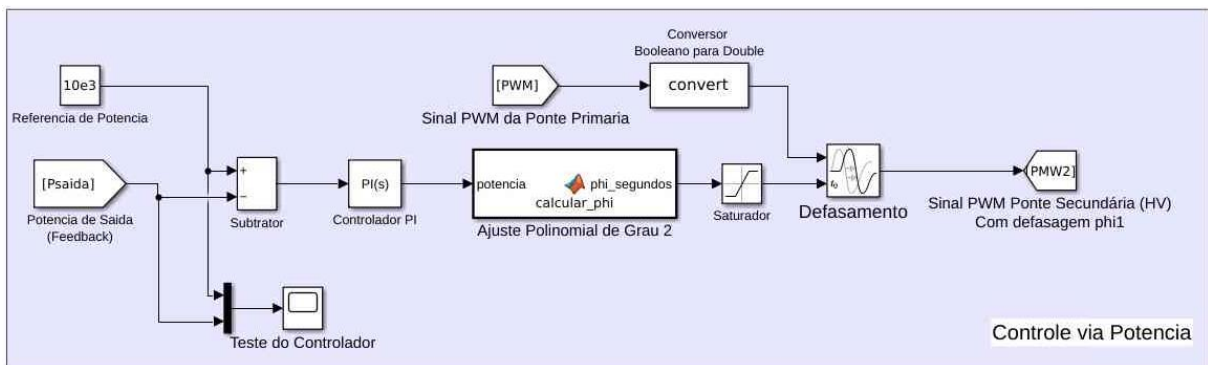
Valor de D foi calculado utilizando a equação 27

$$T_d = \frac{P_u}{8} = \frac{35,086 \times 10^{-6}}{8} = 4,38575 \times 10^{-6} \quad (27)$$

### 5.3 Resultados Obtidos

É mostrado na Figura 39 o circuito de controle via potência completo, com a realimentação, controlador PI e o bloco *Matlab Function*.

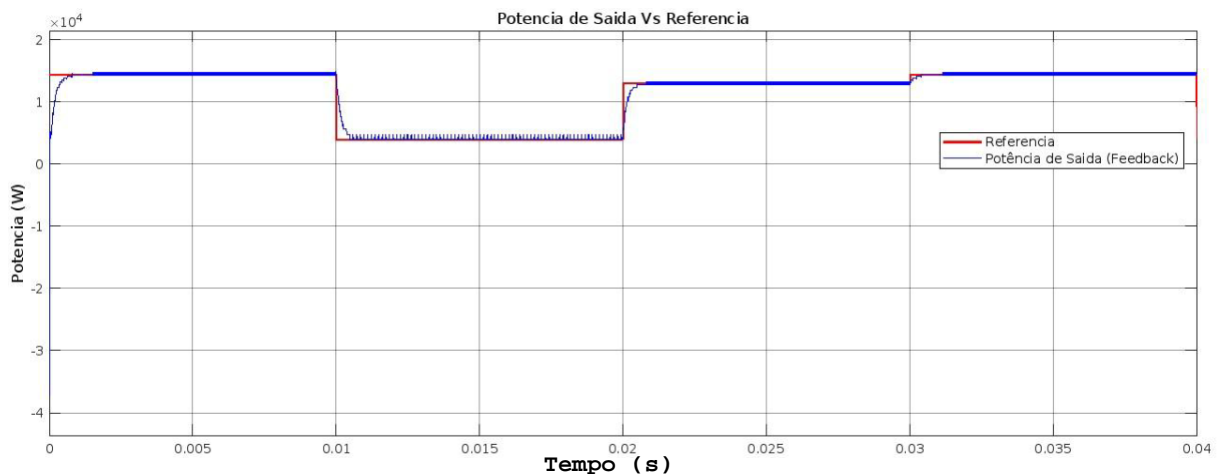
Figura 39 – Circuito de Controle via Potência



Fonte: Autor

Os resultados obtidos com o conversor controlado pela referência do sinal de potência de saída foram satisfatórios. Conforme mostrado na Figura 40, o controlador é capaz de seguir a referência de potência.

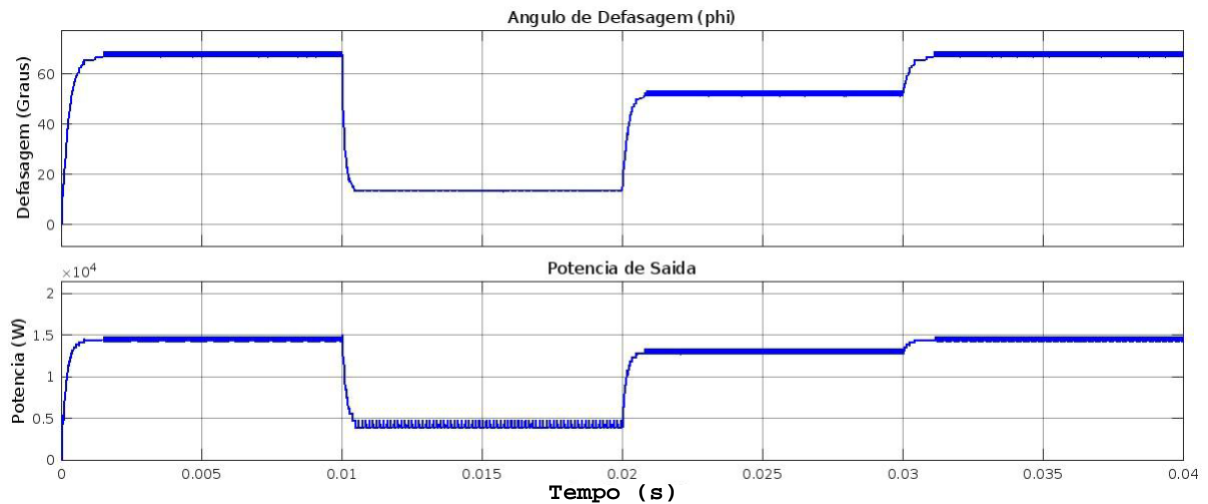
Figura 40 – Potência de Saída Vs Referência



Fonte: Autor

Conforme mostrado na Figura 41, à medida que a potência de saída se altera, o ângulo de defasagem também se ajusta para acompanhar a mudança na referência de potência. Isso evidencia que tanto a modelagem do conversor quanto o controlador PID são eficazes no controle do conversor.

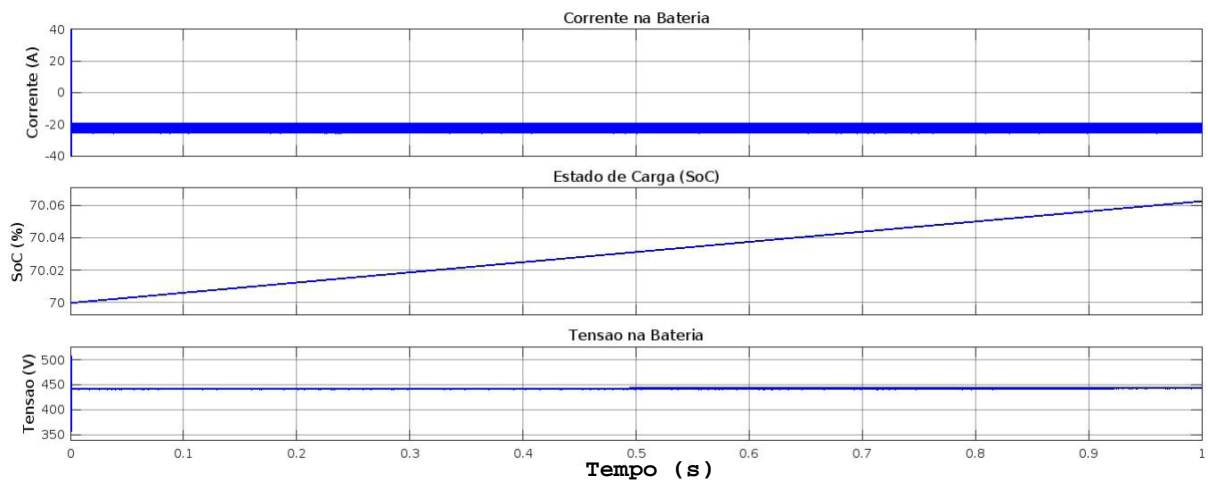
Figura 41 – Alteração de Ângulo e Potência Vs Referência



Fonte: Autor

Quanto ao carregamento da bateria, o controle por potência também se mostrou eficaz.

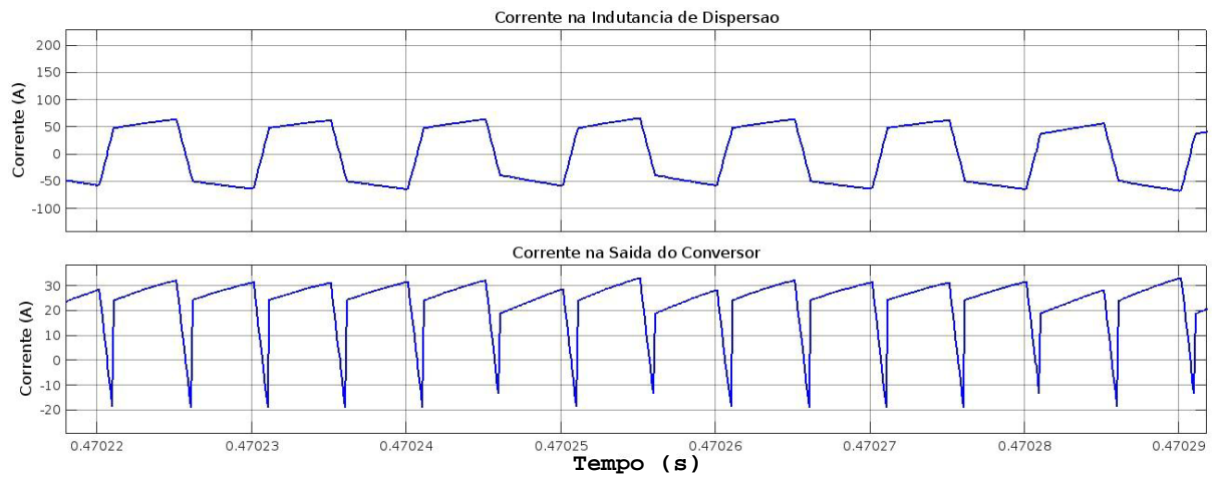
Figura 42 – Status da Bateria Carregada por Potência



Fonte: Autor

Assim como no conversor não controlado, as correntes na indutância de dispersão e na saída do conversor mostradas na Figura 43, comportaram-se como esperado em regime permanente, de acordo com as Figura 10 e Figura 11 da seção 2.6. A corrente na indutância de dispersão é alternada, permitindo o fluxo de potência pelo transformador, enquanto a corrente na saída apresenta-se como uma forma retificada da corrente na indutância de dispersão.

## CAPÍTULO 5 – Simulação do Conversor Controlado por Potência

*Figura 43 – Comparação da Corrente na Indutância de Dispersão e Saída do Conversor Controlado por Potência*

Fonte: Autor

## 6 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR CONTROLADO POR CORRENTE

### 6.1 Função de Transferência e Características da Planta

Assim como no controle por potência, o foco principal permaneceu no controle do ângulo. A função de transferência 28, obtida diretamente em [26], descreve o comportamento do conversor diante de uma alteração no ângulo de defasagem, para o controle de corrente.

$$\frac{I_o(s)}{\delta(s)} = \frac{V_{in}}{2\pi F_s L_{dab} n} \left(1 - \frac{2\varphi}{\pi}\right) \left(\frac{1}{s^2 L_o C_o + s R_o C_o + 1}\right) \quad (28)$$

Sendo:

$V_{in}$	Tensão de entrada
$F_s$	Frequência de comutação dos interruptores
$L_{dab}$	Indutância de dispersão
$\varphi$	Ângulo de defasagem máximo (rad)
$L_o$	Indutância de saída
$C_o$	Capacitância de saída
$R_o$	Resistência interna das baterias

A função de transferência de malha aberta correspondente ao conversor estudado neste trabalho, cujos valores são inseridos tal como mostrado na equação 29. As raízes do polinômio característico são também apresentadas.

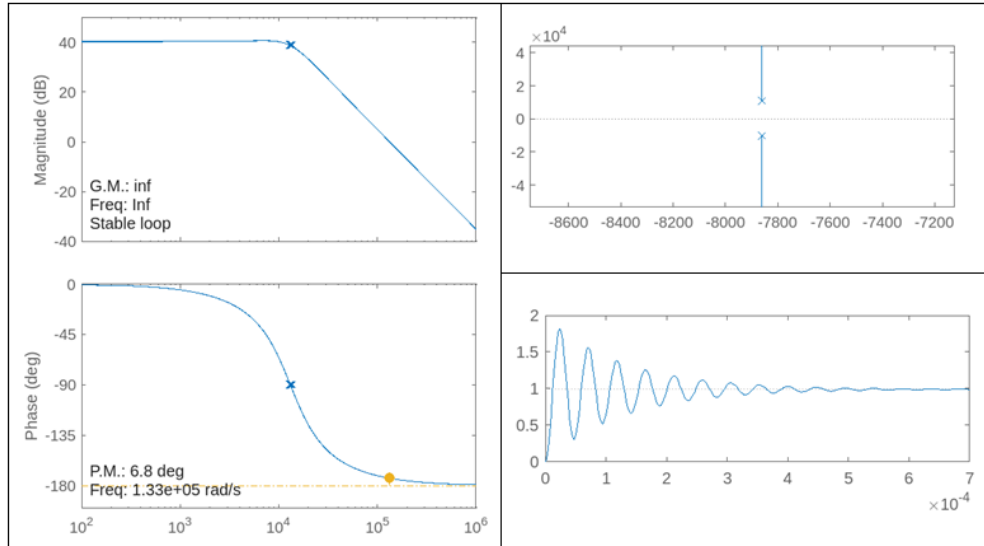
$$\frac{I_o(s)}{\delta(s)} = \frac{250}{2\pi \times 100 \times 10^3 \times 4.13 \times 10^{-6} \times 0.5} \times \left(1 - \frac{2 \times \frac{40\pi}{180}}{\pi}\right) \times \left(\frac{1}{3,66 \times 10^{-6}(s^2 \times 1.59 \times 10^{-6} + s0.1 + 1)}\right) \quad (29)$$

$$\frac{I_o(s)}{\delta(s)} = \frac{102,8}{s^2 5,819 \times 10^{-9} + s 9,15 \times 10^{-5} + 1}; \begin{cases} s_1 = -7862,18 - 10489,9j \\ s_2 = -7862,18 + 10489,9j \end{cases}$$

A Figura 44 apresenta o diagrama de Bode de magnitude e fase, o lugar das raízes com os pólos, bem como a resposta ao degrau do sistema, que exibe um comportamento oscilatório. Essa oscilação é causada pela parte imaginária das raízes do sistema, conforme evidenciado pelos polos  $s_1$  e  $s_2$ . Além disso, a baixa margem de fase, de apenas  $6,8^\circ$ , indica que o sistema

está muito próximo de uma condição instável, o que favorece a presença de oscilações na resposta ao degrau.

Figura 44 – Diagrama de Bode, lugar das raízes e resposta ao degrau – Conversor não Compensado



Fonte: Autor

A localização dos polos no semieixo negativo do lugar das raízes indica que o conversor, apesar de oscilatório, é naturalmente estável. A frequência natural do sistema é dada pela equação 30.

$$\omega_n = \sqrt{7862,18^2 + 10489,9^2} = 13109,2 \text{ rad/s} \quad (30)$$

Outra forma de encontrar a frequência natural de maneira mais direta, seria pela influência do filtro LC na saída do conversor, dado pela equação 31.

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L \times C}} = \frac{1}{\sqrt{1.59 \times 10^{-3} \times 4.13 \times 10^{-6}}} = 13109 \text{ rad/s} \quad (31)$$

O amortecimento é dado pela equação 32.

$$\zeta = \frac{7862,18}{13109,2} = 0,599 \quad (32)$$

Sendo assim um sistema subamortecido.

Devido à baixa margem de fase apresentada na Figura 42, considera-se apropriado aumentar a margem de fase do conversor. Essa correção foi implementada por meio de um



compensador de avanço de fase. O projeto do compensador de avanço de fase foi desenvolvido com base no capítulo 11.4, item ‘Compensação com Avanço de Fase’, da referência [17].

## 6.2 Projeto do Compensador de Avanço de Fase (*Lead*)

**Passo 1.** Determinou-se a faixa de passagem em malha fechada necessária para atender aos requisitos de tempo de pico e amortecimento. Para isso, definiu-se o ângulo de fase do conversor compensado em  $76^\circ$ , valor máximo determinado pela equação 33 para um sistema no limite entre subamortecimento e amortecimento crítico. O tempo de pico foi estabelecido em  $1 \times 10^{-4}$ , com base nas características do conversor.

$$\theta_{compensado}(76^\circ) = \tan^{-1} \frac{2\zeta}{\sqrt{-2\zeta^2 + \sqrt{1 + 4\zeta^4}}} \rightarrow \zeta = 0,999 \cong 1 \quad (33)$$

Com os valores de  $\zeta$  e  $T_p$  definidos, é possível calcular a faixa de passagem requerida em malha fechada, conforme equação 34.

$$\omega_{BP} = \frac{\pi}{T_p * \sqrt{(1 - \zeta^2)}} * \sqrt{\left( (1 - 2\zeta^2) + \sqrt{(4\zeta^4 - 4\zeta^2 + 2)} \right)} = 145381 \text{ rad/s} \quad (34)$$

**Passo 2.** O compensador *Lead* tem efeito desprezível em baixas frequências. Dessa forma, é necessário ajustar um ganho K, do sistema sem compensação para o valor que satisfaz o requisito de erro em regime permanente. O erro em regime permanente será definido em 2% e a variável auxiliar  $k_p$  é calculada na equação 35.

$$e = \frac{1}{(1 + k_p)} = 0,02 \rightarrow k_p = 49 \quad (35)$$

Com o erro definido, é possível calcular K conforme equação 36.

$$\lim_{s \rightarrow 0} \left( \frac{k \times 102,8}{5,819e - 9s^2 + 9,15e - 5 + 1} \right) = k_p$$

$$k \times 102,8 = 49 \quad (36)$$

$$k = 0,476$$

**Passo 3.** Foi calculado conforme equação 37 a contribuição adicional de fase requerida do compensador *Lead*. Em geral, uma margem de fase projetada em  $60^\circ$  é suficiente; entretanto, conforme [22], a fase do sistema compensado é menor que o projetado, dada uma redução causada pelo sistema original. Dessa forma, se faz necessário uma margem extra de compensação, mostrada na equação 37.

$$\begin{aligned}\Delta\theta &= \theta_{\text{compensado}} - \theta_{\text{não compensado}} + \text{margem extra} \\ \theta_{\text{máximo}} &= 76 - 6,8 + 4,3 = 73,5^\circ\end{aligned}\quad (37)$$

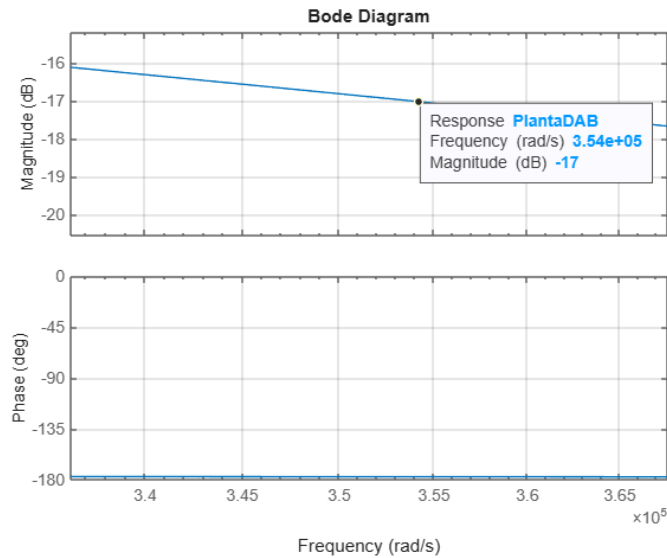
**Passo 4.** Determinou-se o valor da constante  $\beta$ , dada pela equação 38, que relaciona a distância entre o polo e o zero do compensador *Lead*. Quanto menor seu valor, maior a contribuição no avanço de fase.

$$\beta = \frac{1 - \text{sen}(\theta_{\text{máximo}})}{1 + \text{sen}(\theta_{\text{máximo}})} = 0,02 \quad (38)$$

**Passo 5.** Determinou-se a magnitude do compensador no pico da curva de fase, dada pela equação 39.

$$\begin{aligned}G(j\omega) &= \frac{1}{\sqrt{\beta}} = 7,07 \\ 20 \log(7,07) &= 17 \text{ dB}\end{aligned}\quad (39)$$

**Passo 6.** Determinou-se a nova frequência de margem de fase verificando onde a magnitude do sistema sem compensação é o negativo da magnitude do compensador *Lead* no pico da curva de fase do compensador, definido no **Passo 5**.

Figura 45 – Frequência em  $-G(j\omega)$ 

Fonte: Autor

O valor de  $3.54 \times 10^5$  encontrado na Figura 45 foi denominado como frequência da margem de fase  $\omega_{mf}$ . Com o valor obtido, foi então calculado os valores do compensador *Lead*.

A Frequência do zero do compensador é dada pela equação 40.

$$\omega_z = \omega_{mf} \times \sqrt{\beta} = 50063 \text{ rad/s} \quad (40)$$

Frequência do polo do compensador é dada pela equação 41.

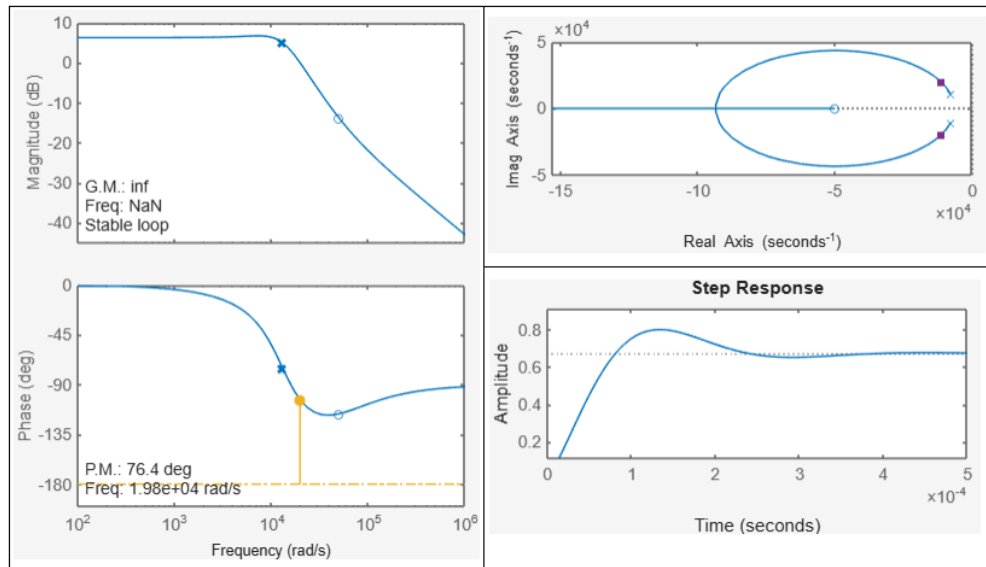
$$\omega_p = \frac{\omega_z}{\beta} = 2503150 \text{ rad/s} \quad (41)$$

Ganho do compensador é dado pela equação 42.

$$K_c = \frac{\omega_p}{\omega_z} = \frac{1}{\beta} = 50 \quad (42)$$

Com os valores do ganho, zero e pólo, foram obtidos primeiramente no *Matlab* os gráficos do Diagrama de Bode, lugar das raízes e resposta ao degrau, via comando *sisotool*, mostrado na Figura 46. É mostrado no Diagrama de Bode que a compensação de fase atingiu  $76,4^\circ$ , ficando próximo do projetado de  $76^\circ$ .

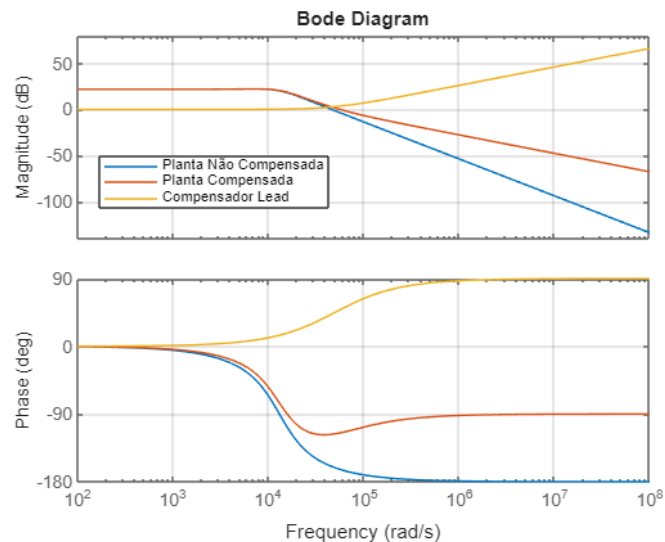
Figura 46 – Diagrama de Bode, Lugar das Raízes e Resposta ao Degrau – Conversor com Compensador Lead



Fonte: Autor

É mostrado na Figura 47, separadamente, o Diagrama de Bode para a planta não compensada, compensada e o compensador *Lead*. É possível notar que tanto a magnitude quanto a fase somente se alteraram em altas frequências, conforme mostrado na Figura 14 da seção 26.

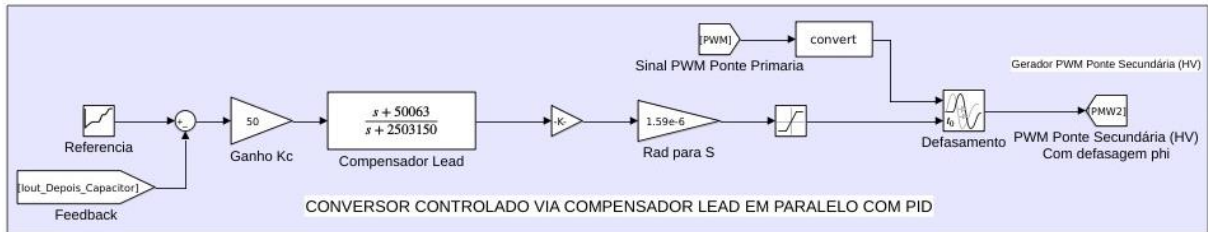
Figura 47 – Diagrama de Bode Planta Não Compensada, Planta Compensada e Compensador Lead



Fonte: Autor

O compensador obtido foi então implementado via *Simulink*, conforme mostrado na Figura 48.

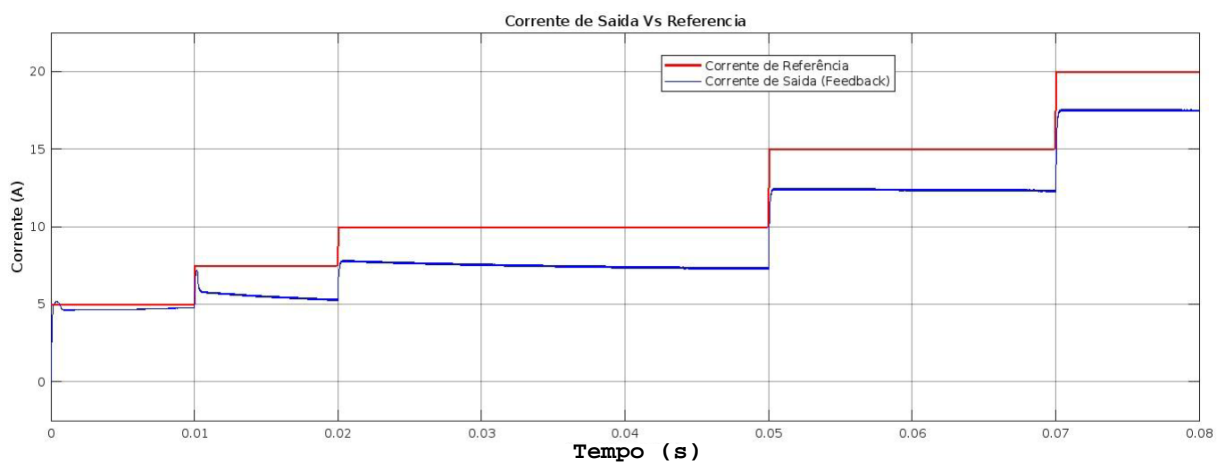
Figura 48 – Conversor Controlado Por Avanço de Fase



Fonte: Autor

Com o compensador *Lead* implementado, foi obtido o resultado mostrado na Figura 49

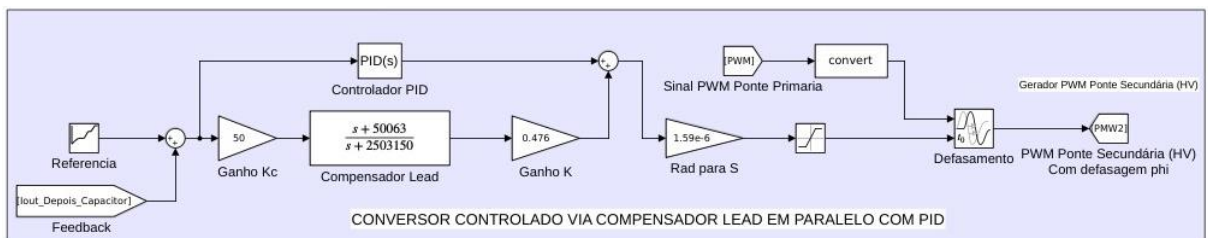
Figura 49 – Referência de Corrente Vs Corrente de saída – Compensador Lead



Fonte: Autor

Conforme mostrado na Figura 49, o compensador *Lead* teve eficácia em melhorar o período transitório, entretanto, o conversor apresenta erro em regime permanente. Para corrigir o erro, foi implementado um controlador PID em paralelo com o compensador *Lead*, conforme mostrado na Figura 50.

Figura 50 – Conversor Controlado por Avanço de Fase em Paralelo Com Controlador PID

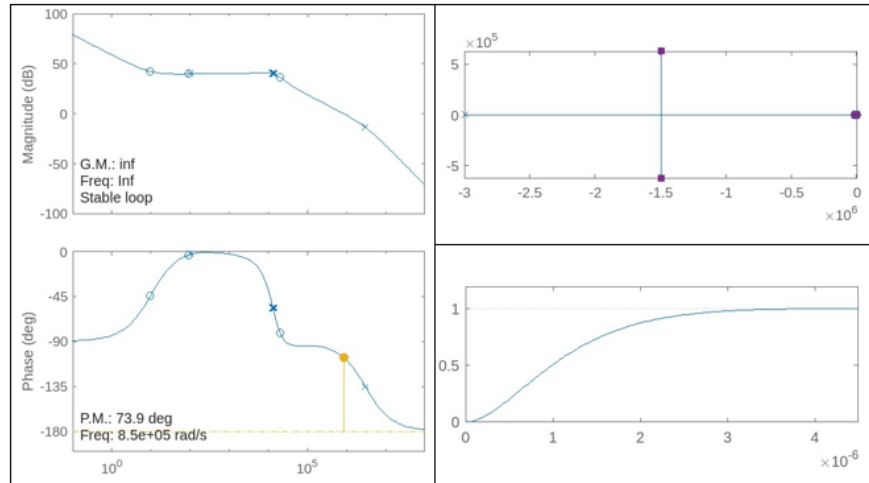


Fonte: Autor

No controle via potência, foi possível implementar o método de Ziegler-Nichols para projetar o controlador PID. Entretanto, no controle por corrente, a planta não atingiu os critérios para a utilização do método. Dessa forma, os valores do controlador PID foram obtidos via

comando *pidTuner* no *Matlab* [27], obtendo os seguintes valores  $P = 0,077354$ ,  $I = 864,0455$  e  $D = 7,8651 \times 10^{-7}$ .

Figura 51 – Diagrama de Bode, Lugar das Raízes e Resposta ao Degrau – Conversor com Compensador Lead em Paralelo com PID

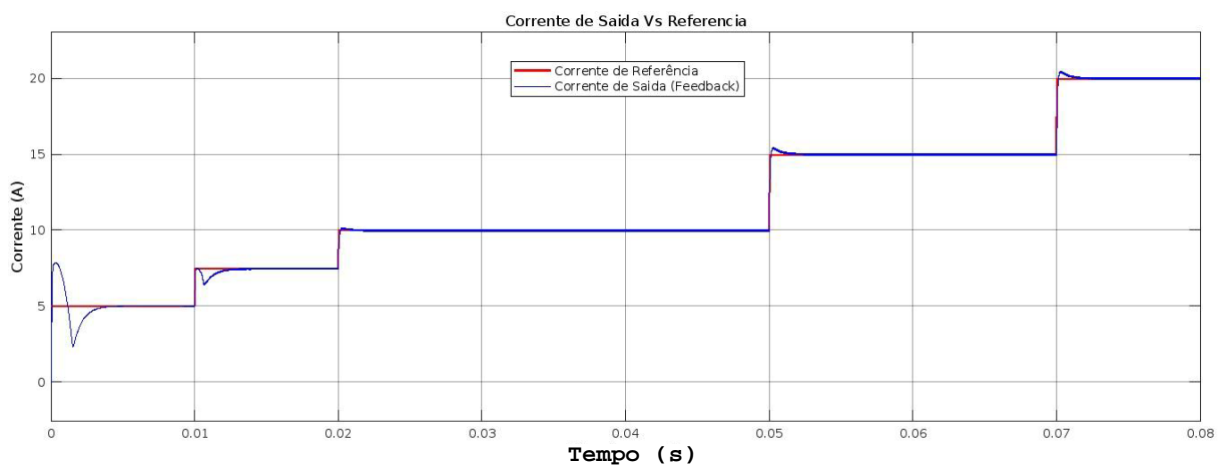


Fonte: Autor

Conforme mostrado na Figura 51, o sistema controlado com a combinação do compensador *Lead* em paralelo com o controlador PID apresenta boa margem de fase, de  $73,9^\circ$ .

### 6.3 Resultados Obtidos

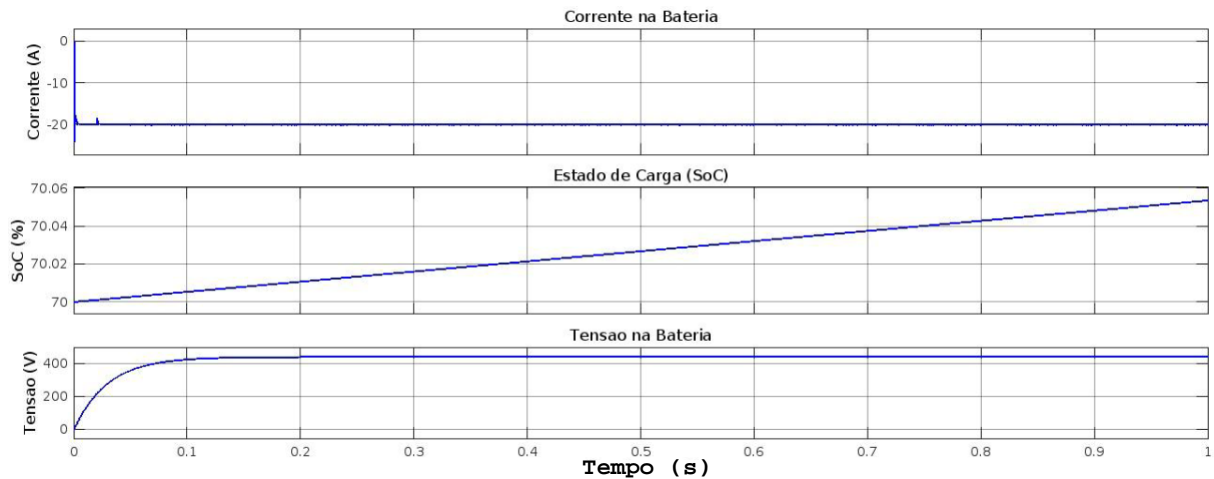
Figura 52 - Referência de Corrente Vs Corrente de saída – Compensador Lead em Paralelo com PID



Fonte: Autor

O resultado da combinação do compensador *lead* em paralelo com o controlador PID são mostrados na Figura 52. É possível notar que a combinação dos controladores faz com que tanto o período transitório quanto o regime permanente apresentem bons resultados.

Figura 53 – Status da Bateria Carregada por Corrente

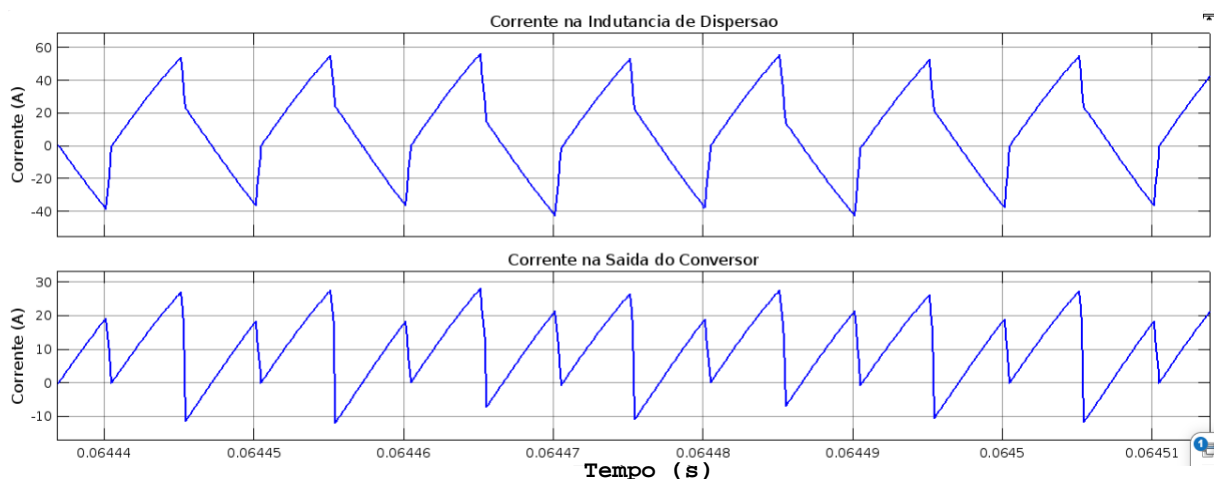


Fonte: Autor

O conversor controlado por corrente apresentou um desempenho satisfatório para o carregamento da bateria, conforme mostrado na Figura 53. Observa-se o carregamento das baterias em virtude do aumento do estado de carga – SOC.

É possível notar que o carregamento via corrente durante 1s ficou cerca de 0,1% abaixo do carregamento via potência. Isso aconteceu devido ao fato da tensão nominal na bateria, no controle via corrente, subir gradualmente até seu valor nominal, enquanto no controle via potência a tensão atingir o valor nominal instantaneamente.

Figura 54 – Comparação da Corrente na Indutância de Dispersão e Saida do Conversor Controlado por Corrente



Fonte: Autor

Assim como no conversor não controlado e controlado via potência, as correntes na indutância de dispersão e na saída do conversor mostradas na Figura 54, comportaram-se como esperado em regime permanente, estando de acordo com as Figura 10 e Figura 11 da seção 2.6. A corrente na indutância de dispersão é alternada, permitindo o fluxo de potência pelo transformador, enquanto a corrente na saída apresenta-se como uma forma retificada da corrente na indutância de dispersão.



## 7 CONVERTOR CONTROLADO VIA ALOCAÇÃO MANUAL DE POLOS E ZEROS

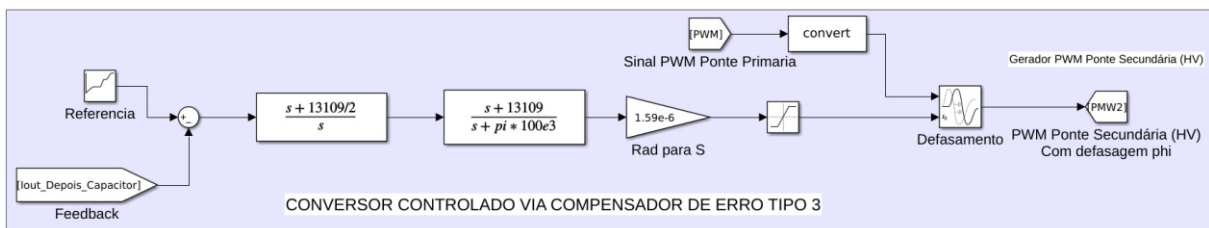
Um terceiro método mais direto para o controle do conversor DAB é o emprego do compensador de erro tipo 3, que consiste no posicionamento de polos e zeros em frequências específicas. Neste caso, a frequência de interesse corresponde à de ressonância LC na saída do conversor, que é a frequência natural da planta, conforme mostrado nas equações 30 e 31, sendo  $13109 \text{ rad/s}$ . Esse compensador é utilizado para aumentar a margem de fase, consequentemente aumentando a estabilidade da planta.

O compensador de tipo três utiliza três polos e dois zeros. No entanto, na prática, costuma-se ajustar dois polos e zeros para que coincidam, permitindo pequenas variações conforme as necessidades do projeto [28].

Existem várias abordagens para o *design* do compensador de erro tipo 3, entretanto, a referência [29] fornece uma abordagem mais prática e direta. O primeiro zero pode ser posicionado entre 50% e 100% de  $f_{LC}$ , enquanto o segundo permanece fixo. Já os dois primeiros polos podem coincidir na origem, e o terceiro é colocado na metade da frequência de chaveamento  $f_{sw}$ .

Foi então implementado o controle mostrado na Figura 55, considerando um zero em  $f_{LC}$ , um zero em  $f_{LC}/2$ , um polo na origem e um polo em  $f_{sw}/2$ .

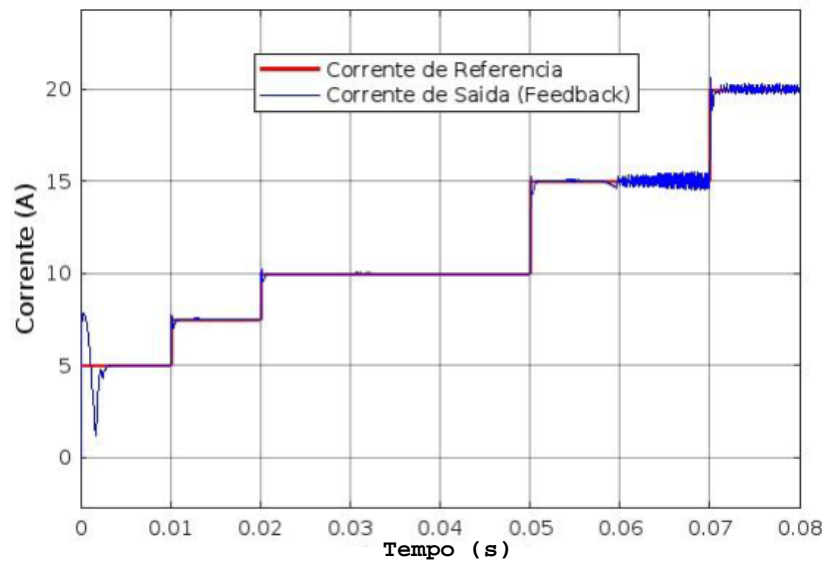
Figura 55 – Conversor Controlado com Alocação Manual de Polos e Zeros



Fonte: Autor

Com o controle implementado, foi obtido o resultado mostrado na Figura 56

Figura 56 – Corrente de Saída Vs Referência

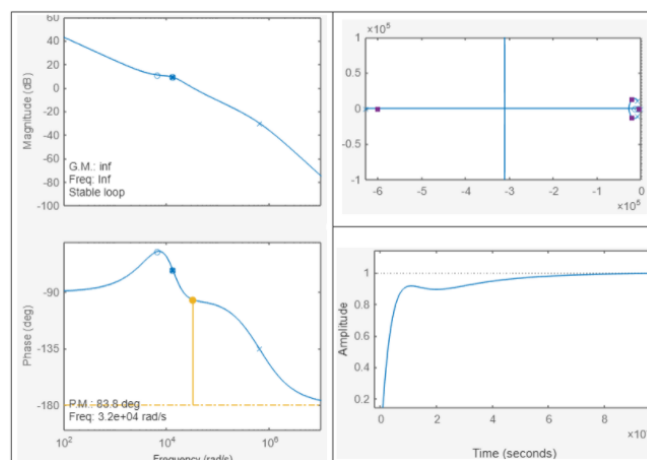


Fonte: Autor

Ao comparar a Figura 56 com a Figura 52, observa-se que o controle por localização manual de polos e zeros apresenta níveis de ruído mais elevados nas correntes de 15 A e 20 A. Entretanto, a aceitabilidade desse ruído depende dos critérios estabelecidos pelo projetista. Dessa forma, caso o ruído seja considerado aceitável para o projeto, o método de localização manual de polos e zeros demonstra-se eficiente, oferecendo resultados satisfatórios com menor esforço e tempo de implementação.

Para analisar o critério de estabilidade do método, foi plotado o Diagrama de Bode, o lugar das raízes e a resposta ao degrau, mostrados na Figura 57.

Figura 57 – Diagrama de Bode, Lugar das Raízes e Resposta ao Degrau – Conversor Controlado



Fonte: Autor

A margem de fase de  $73,2^\circ$  apresentada no Diagrama de Bode demonstra que a alocação manual de polos e zeros adicionou margem suficiente para que o sistema ficasse longe da condição de instabilidade.

## 8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O uso de conversores com alta densidade de potência e capacidade de bidirecionalidade tem se tornado cada vez mais relevante, especialmente com o aumento de fontes alternativas de energia e da utilização de veículos elétricos. Este trabalho focou especificamente no funcionamento do conversor e sua aplicação para o carregamento de baterias, além de explorar diversos tipos de controle.

Inicialmente, o conversor foi analisado em malha aberta, evidenciando que, nessas condições, ele não atende às especificações requeridas em um contexto prático. Na etapa seguinte, o conversor foi modelado utilizando técnicas de método numérico, o que permitiu estudar o comportamento global do sistema, sem a necessidade de detalhamento de suas particularidades.

Posteriormente, foi empregada uma função de transferência que relaciona a corrente de saída com o ângulo de defasagem do conversor, utilizando métodos de resposta em frequência. Esta abordagem permitiu uma modelagem mais precisa, capturando tanto o comportamento no regime transiente quanto no regime permanente, incluindo pequenos detalhes que afetam o funcionamento do sistema.

As duas estratégias de controle se mostraram eficazes. No entanto, o controle baseado em corrente demonstrou ser mais flexível e eficiente, especialmente pela sua capacidade de adaptação a modificações no sistema sem a necessidade de uma nova modelagem completa, ao contrário do controle por potência.

Por fim, como sugestão para trabalhos futuros, propõe-se investigar a modularização do conversor DAB, dado que, para alcançar maiores valores de potências e atender a múltiplos veículos e cargas simultaneamente, a utilização de um único conversor pode ser insuficiente. Além disso, sugere-se a implementação de algoritmos de controle CC-CV (Corrente Constante – Tensão Constante), adequados para o carregamento de baterias de Íon-Lítio.

## REFERÊNCIAS

- [1] M. A. Cunha, E. Przeybilowicz, J. F. Macaya e F. Burgos, *Smart Cities: Transformação Digital de Cidades*, São Paulo: FGV EAESP, 2016.
- [2] Agência Nacional de Energia Elétrica, “Energia solar: usinas centralizadas ultrapassam os 5% na matriz elétrica brasileira, com 10,4 GW instalados,” ANEEL, 12 09 2023. [Online]. Available: <https://www.gov.br/aneel/pt-br/assuntos/noticias/2023/energia-solar-usinas-centralizadas-ultrapassam-os-5-na-matriz-eletrica-brasileira-com-10-4-gw-instalados>. [Acesso em 24 09 2024].
- [3] Área Técnica de Transporte e Mobilidade, “Análise do Impacto da Frota de Veículos nos Municípios Brasileiros,” Confederação Nacional de Municípios, Brasília, 2023.
- [4] M. Ge, J. Friedrich e L. Vigna, “4 Charts Explain Greenhouse Gas Emissions by Countries and Sectors,” 6 Fevereiro 2020. [Online]. Available: <https://www.wri.org/insights/4-charts-explain-greenhouse-gas-emissions-countries-and-sectors>. [Acesso em 15 Junho 2024].
- [5] Empresa de Pesquisa Energética, “Matriz Energética e Elétrica,” Empresa de Pesquisa Energética, 2022. [Online]. Available: <https://www.epe.gov.br/pt/abcdenergia/matriz-energetica-e-eletrica>. [Acesso em 16 Junho 2024].
- [6] S. Ji, C. R. Cherry, M. J. Bechle, Y. Wu e J. D. Marshall, “Electric Vehicles in China: Emissions and Health Impacts,” *Environmental: Science & Technology*, 22 Dezembro 2011.
- [7] M. Nilsson, “Electric Vehicles: The Phenomenon of Range Anxiety,” ELVIRE, Lindholmen, Sweden, 2011.
- [8] T. Skouras, P. Gkonis, C. Ilias, P. Trakadas, E. Tsampasis e T. Zahariadis, “Electrical Vehicles: Current State of the Art, Future Challenges, and Perspectives,” *Clean Technol*, vol. 2, pp. 1-16, 2020.
- [9] H. Tu, H. Feng, S. Srdic e S. Lukic, “Extreme Fast Charging of Electric Vehicles: A Technology Overview” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*.
- [10] W. Kempton, V. Udo, K. Huber, K. Komara, S. Letendre, S. Baker, D. Brunner e N. Pearre, “A Test of Vehicle-to-Grid (V2G) for Energy Storage and Frequency Regulation in the PJM System,” *University of Delaware*.
- [11] R. Kataoka, K. Ogimoto e Y. Iwafune, *Marginal Value of Vehicle-to-Grid Ancillary Service in a Power System with Variable Renewable Energy Penetration and Grid Side Flexibility*, Energies, 2021.

- [12] K. Dawood, F. Isik e G. Komurgoz, “Analysis and optimization of leakage impedance in a transformer with additional winding: A numerical and experimental study,” *Alexandria Engineering Journal*, pp. 11291-11300, 2022.
- [13] R. W. A. A. D. Doncker, D. M. Divan e M. H. Kheraluwala, “A THREE-PHASE SOFT-SWITCHED HIGH POWER DENSITY DC/DC CONVERTER FOR HIGH POWER APPLICATIONS,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, pp. 63-73, 1991.
- [14] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Pensacola, Florida: Academic Press, 2001.
- [15] V. Steub, “Study of Modulation Schemes for the Dual-Active-Bridge Converter in a Grid-Connected Photovoltaic Park,” *CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY*, 2018.
- [16] J. He, Y. Chen, J. Lin, J. Chen, L. Cheng e Y. Wang, “Review of Modeling, Modulation, and Control Strategies for the Dual-Active-Bridge DC/DC Converter,” *Energies*, vol. 16, p. 6646, 2023.
- [17] R. W. E. D. Maksimov, *Fundamentals of Power Electronics*, Switzerland: Springer Nature, 2020.
- [18] Texas Instruments., *Design Guide: Bidirectional, Dual Active Bridge Reference Design for Level 3 Electric Vehicle Charging Stations*, Texas Instruments, 2019.
- [19] A. R. Alonso, D. G. Lamar, A. Vazquez, J. Sebastian e M. M. Hernando, “An Overall Study of a Dual Active Bridge for Bidirectional DC/DC Conversion,” *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, USA.*, pp. 1129-1135, 2010.
- [20] J. Bennett, A. Bhasin, J. Grant e W. C. Lim, “PID Tuning via Classical Methods,” University of Michigan, [Online]. Available: [https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Industrial\\_and\\_Systems\\_Engineering/Chemical\\_Process\\_Dynamics\\_and\\_Controls\\_\(Wolff\)/09%3A\\_Proportional-Integral-Derivative\\_\(PID\)\\_Control/9.03%3A\\_PID\\_Tuning\\_via\\_Classical\\_Methods](https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Industrial_and_Systems_Engineering/Chemical_Process_Dynamics_and_Controls_(Wolff)/09%3A_Proportional-Integral-Derivative_(PID)_Control/9.03%3A_PID_Tuning_via_Classical_Methods). [Acesso em 01 Setembro 2024].
- [21] K. Ogata, *Engenharia de Controle Moderno*, 2011.
- [22] N. N. S., *Engenharia de Sistemas de Controle*, Pomona, Califórnia: Grupo GEN, LTC, 2012.
- [23] P. Dai, S. Liu e S. Fang, “Optimal Asymmetric Duty Modulation for Dual Active Bridge Converters weith DC Blocking Capacitors.,” *Energies*, 2023.
- [24] Texas Instruments, “Choosing Inductors and Capacitors for DC/DC Converters,” 2004.

- [25] Escola DNC, “O que são análise de resíduos em modelos estatísticos?,” Escola DNC, 10 maio 2024. [Online]. Available: <https://www.escoladnc.com.br/blog/analise-de-residuos-em-modelos-estatisticos-guia-completo/#:~:text=Os%20res%20%C3%ADduos%20s%C3%A3o%20definidos%20como,avalia%C3%A7%C3%A3o%20do%20desempenho%20do%20modelo..> [Acesso em 30 08 2024].
- [26] P. F. S. Costa, P. H. B. Lobler, A. Toebe, L. Roggia e L. Schuch, “Modelagem e Controle do Conversor DAB Aplicado à Carga de Baterias,” *Revista Eletrônica de Potência*, 17 04 2018.
- [27] MathWorks, “PID Tuner,” MathWorks, 2024. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/control/ref/pidtuner-app.html>. [Acesso em 02 10 2024].
- [28] L. Cao, “Type III Compensator Design for Power Converters,” *Power Electronics Technology*, 2011.
- [29] D. W. Hart, *Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos*, Nova York: McGraw-Hill, 2011.
- [30] D. G. Altman e M. J. Bland, *Standard deviations and standard errors*, Oxford, 2005.

## APÊNDICES

### Apêndice 1 – Código para extrair dados do Simulink e retirar período transitório

```
phi_GRAUS = out.phiGRAUS;
potencia_W = out.potenciaW;
save('dados_simulacao.mat', 'phi_GRAUS', 'potencia_W');

% Tempo onde o transitório termina
indice_transitorio = find(out.tout > 3.4e-5, 1);

% Filtra os dados obtidos do simulink para retirar o período transitório
potencia_filtrada = out.potenciaW(indice_transitorio:end);
phi_filtrada = out.phiGRAUS(indice_transitorio:end);
tempo_filtrado = out.tout(indice_transitorio:end);

% Salva os dados filtrados
save('dados_filtrados.mat', 'potencia_filtrada', 'phi_filtrada',
'tempo_filtrado');

% Plota os dados filtrados para verificar
figure;
subplot(2,1,1);
plot(tempo_filtrado, potencia_filtrada);
xlabel('Tempo (s)');
ylabel('Potência (W)');
title('Potência Filtrada (sem período transitório)');

subplot(2,1,2);
plot(tempo_filtrado, phi_filtrada);
xlabel('Tempo (s)');
ylabel('Ângulo de Defasagem (Graus)');
title('Ângulo de Defasagem Filtrado (sem período transitório)');
```

### Apêndice 2 – Código para fazer ajuste polinomial e plotar gráfico sobreposto

```
% Ajuste de um polinômio de 1ª ordem
coef_1 = polyfit(potencia_filtrada, phi_filtrada, 1);
phi_ajustado_1 = polyval(coef_1, potencia_filtrada);

% Ajuste Polinomial de Segunda Ordem
coef_2 = polyfit(potencia_filtrada, phi_filtrada, 2);
phi_ajustado_2 = polyval(coef_2, potencia_filtrada);

% Ajuste Polinomial de Terceira Ordem
coef_3 = polyfit(potencia_filtrada, phi_filtrada, 3);
phi_ajustado_3 = polyval(coef_3, potencia_filtrada);

% Ajuste Polinomial de Quarta Ordem
coef_4 = polyfit(potencia_filtrada, phi_filtrada, 4);
phi_ajustado_4 = polyval(coef_4, potencia_filtrada);

% Ajuste Polinomial de Quinta Ordem
coef_5 = polyfit(potencia_filtrada, phi_filtrada, 5);
phi_ajustado_5 = polyval(coef_5, potencia_filtrada);
```



```

% Plota os dados reais e os ajustes polinomiais
figure;
hold on;
plot(potencia_filtrada, phi_filtrada, 'co', 'DisplayName', 'Dados Reais');
plot(potencia_filtrada, phi_ajustado_1, '-r', 'LineWidth', 1, 'DisplayName',
'Ajuste Polinomial 1ª Ordem');
plot(potencia_filtrada, phi_ajustado_2, '-g', 'LineWidth', 1, 'DisplayName',
'Ajuste Polinomial 2ª Ordem');
plot(potencia_filtrada, phi_ajustado_3, '-b', 'LineWidth', 1, 'DisplayName',
'Ajuste Polinomial 3ª Ordem');
plot(potencia_filtrada, phi_ajustado_4, '-k', 'LineWidth', 1, 'DisplayName',
'Ajuste Polinomial 4ª Ordem');
plot(potencia_filtrada, phi_ajustado_5, '-m', 'LineWidth', 1, 'DisplayName',
'Ajuste Polinomial 5ª Ordem');
xlabel('Potência (W)');
ylabel('Ângulo de Defasagem (\phi) [Graus]');
title('Ajuste dos Polinomios de 1ª a 5ª Ordem', 'Position', [7000 82 0]);
legend('show');
grid on;

```

### Apêndice 3 – Matab Function para o polinômio de 2º grau

```

function phi_segundos = calcular_phi(potencia)
    % Coeficientes ajustados
    a2 = 0.000000347875342;
    a1 = -0.000951108271562;
    a0 = 9.92637715176355;

    % Calcular o ângulo de defasagem (phi) em graus
    phi_graus = a2 * potencia.^2 + a1 * potencia + a0;

    % Limitar phi em graus dentro de um intervalo aceitável (0 a 80 graus)
    phi_graus = max(0, min(80, phi_graus));

    % Converter phi de graus para segundos considerando 100 kHz
    T = 1e-5; % Período de 100 kHz
    phi_segundos = (phi_graus / 360) * T;
end

```