



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
Instituto de Ciência e Tecnologia
Câmpus de Sorocaba

GUILHERME LUCAS DOS SANTOS LIMA

**SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL COM *HARDWARE IN THE LOOP* PARA ANÁLISE
E CONTROLE DE CONVERSORES ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA**

Sorocaba

2026

GUILHERME LUCAS DOS SANTOS LIMA

**SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL COM *HARDWARE IN THE LOOP* PARA ANÁLISE
E CONTROLE DE CONVERSORES ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à
Universidade Estadual Paulista (UNESP),
Instituto de Ciência e Tecnologia, Sorocaba,
como parte dos requisitos para obtenção do
grau de Bacharel em Engenharia de Controle e
Automação.

Orientador(a): Prof. Dr. Rafael dos Santos

Sorocaba

2026

L732s

Lima, Guilherme Lucas dos Santos

Simulação em tempo real com hardware in the loop para análise e controle de conversores eletrônicos de potência / Guilherme Lucas dos Santos Lima. -- Sorocaba, 2026

62 p. : il., tabs.

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado - Engenharia de Controle e Automação) - Universidade Estadual Paulista (UNESP), Instituto de Ciência e Tecnologia, Sorocaba

Orientador: Rafael dos Santos

1. Prototipagem rápida. 2. Controle em tempo real. 3. Sistemas de energia elétrica - Controle. 4. Conversores de corrente elétrica. I. Título.

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Dados fornecidos pelo autor(a).

GUILHERME LUCAS DOS SANTOS LIMA

**SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL COM *HARDWARE IN THE LOOP* PARA ANÁLISE
E CONTROLE DE CONVERSORES ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à
Universidade Estadual Paulista (UNESP),
Instituto de Ciência e Tecnologia, Sorocaba,
para obtenção do título de Bacharel em
Engenharia de Controle e Automação.

Data da defesa: 18/06/2026

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Rafael dos Santos

UNESP - Instituto de Ciência e Tecnologia – Campus de Sorocaba

Prof. Dr. Ivando Severino Diniz

UNESP - Instituto de Ciência e Tecnologia – Campus de Sorocaba

Prof. Dr. Eduardo Verri Liberado

UNESP - Instituto de Ciência e Tecnologia – Campus de Sorocaba

AGRADECIMENTOS

Gostaria de expressar minha sincera gratidão a todos que contribuíram, direta ou indiretamente, para a realização deste trabalho.

Em especial, agradeço ao meu orientador, pelo apoio, dedicação, confiança e pelos valiosos ensinamentos compartilhados ao longo de toda a pesquisa. Sua orientação foi fundamental para o meu desenvolvimento acadêmico e para a concretização deste trabalho.

Agradeço à instituição de ensino e ao programa de Iniciação Científica pela oportunidade de desenvolver este projeto. O apoio concedido por meio da bolsa PIBIC Reitoria – processo 14725 foi essencial para o desenvolvimento da pesquisa, proporcionando os recursos e o ambiente necessários para aprofundar os estudos que culminaram neste Trabalho de Conclusão de Curso.

RESUMO

A crescente necessidade de redução das emissões de carbono e de aumento da sustentabilidade energética tem impulsionado o uso de conversores eletrônicos de potência (CEPs) na integração de fontes renováveis às redes elétricas. Esses dispositivos permitem a conversão eficiente de energia entre diferentes níveis de tensão e corrente, sendo fundamentais para o avanço dos sistemas de energia modernos. Entretanto, o desenvolvimento de novas estratégias de controle para CEPs requer validações experimentais, as quais enfrentam desafios relacionados à complexidade dos sistemas, segurança e limitações de recursos. Como alternativa, destaca-se o uso da Prototipagem Rápida de Controle (PRC) associada à Simulação em Tempo Real com *Hardware-in-the-Loop* (HIL), que possibilita acelerar o processo de desenvolvimento e validação de controladores, reduzindo erros de implementação e garantindo comportamento dinâmico semelhante ao sistema físico. Este trabalho propõe uma metodologia estruturada para o desenvolvimento e validação de estratégias de controle aplicadas a conversores eletrônicos de potência utilizando o simulador em tempo real OPAL-RT 5700 em conjunto com o controlador digital de sinais F28379D, visando facilitar a implementação e avaliação de técnicas avançadas, incluindo abordagens preditivas como o *Finite Control Set Model Predictive Control* (FCS-MPC).

Palavras-chave: Conversores eletrônicos de potência; Prototipagem rápida de controle; Simulação em tempo real; *Hardware-in-the-Loop*; Estratégias de controle.

ABSTRACT

The growing need to reduce carbon emissions and improve energy sustainability has driven the use of power electronic converters (PECs) in the integration of renewable energy sources into electrical grids. These devices enable efficient energy conversion between different voltage and current levels, playing a fundamental role in the advancement of modern energy systems. However, the development of new control strategies for PECs requires experimental validation, which faces challenges related to system complexity, safety, and resource limitations. As an alternative, Rapid Control Prototyping (RCP) combined with Real-Time Simulation using *Hardware-in-the-Loop* (HIL) has emerged as an effective approach to accelerate the development and validation of controllers, reducing implementation errors and ensuring dynamic behavior similar to that of physical systems. This work proposes a structured methodology for the development and validation of control strategies applied to power electronic converters using the OPAL-RT 5700 real-time simulator in conjunction with the F28379D digital signal controller, aiming to facilitate the implementation and evaluation of advanced techniques, including predictive approaches such as Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC).

Keywords: Power electronic converters; Rapid control prototyping; Real-time simulation; *Hardware-in-the-Loop*; Control strategies.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Exemplo de topologia de conversor CC-CC	10
Figura 2 - Conversor <i>Buck</i> genérico	11
Figura 3 - Modelo do conversor <i>Buck</i>	11
Figura 4 - Conversor CC-CA.....	14
Figura 5 - Carga equivalente em cada estado de comutação	15
Figura 6 - Vetores de tensão no plano complexo	16
Figura 7 - Conversor monofásico e controle por histerese	18
Figura 8 - Controle PWM para um inversor monofásico	18
Figura 9 - Diagrama de blocos de controle preditivo	20
Figura 10 - Princípio de funcionamento, correntes de referência e preditas	24
Figura 11 - Corrente de referência e predita alpha	24
Figura 12 - Corrente de referência e predita beta	25
Figura 13 - Fluxograma de desenvolvimento	31
Figura 14 - Circuito de potência <i>Buck</i> PSIM.....	32
Figura 15 - tensão de saída do circuito e tensão de referência	32
Figura 16 - Ajuste do controle via <i>Control System Designer</i>	35
Figura 17 - Simulação do sistema em malha fechada no <i>Simulink</i>	35
Figura 18 - Saída do sistema com controle em malha fechada	35
Figura 19 - Controle implementado no PSIM	36
Figura 20 - Diagrama completo no PSIM	37
Figura 21 - Diagrama <i>SM_COMPUTATION</i>	37
Figura 22 - Diagrama <i>SM_GUI</i>	37
Figura 23 - Construção do circuito no <i>Schematic Editor</i>	38
Figura 24 - <i>Code generate</i> no PSIM.....	38
Figura 25 - Código gerado pelo PSIM	39
Figura 26 – Código no <i>Code Composer</i>	39
Figura 27- Ambiente RT-LAB	40
Figura 28 - Circuito inversor trifásico no PSIM.....	41
Figura 29 - Cálculo das correntes i_α e i_β	42
Figura 30 - Correntes de referência de cada uma das fases	43
Figura 31 - Diagrama do controle de corrente preditiva	44
Figura 32 - Condicionamento de sinais PSIM.....	45
Figura 33 - Bloco de saída digital e analógica.....	46
Figura 34 - Circuito geral PSIM.....	46
Figura 35 - Interação entre <i>Simulink</i> e OPAL.....	47
Figura 36 - Circuito <i>GUI Simulink</i>	47
Figura 37 - Bloco <i>Computation Simulink</i>	47
Figura 38 - Circuito no <i>Schematic Editor</i>	48
Figura 39 - <i>Code Composer</i> inversor trifásico	49
Figura 40 - Ambiente RT-LAB inversor trifásico.....	49
Figura 41 - tensão de saída do sistema no Osciloscópio	50
Figura 42 - tensão de saída do sistema	50
Figura 43 – <i>Ripple</i> de tensão de alta frequência observado no PSIM	51
Figura 44 - Tensão de saída com indutor de 1 mH	52
Figura 45 - <i>Ripple</i> de tensão com indutância de 1 mH.....	52

Figura 46 - Correntes de referência e correntes previstas	53
Figura 47 - Corrente I_a e corrente de referência I_{a_ref}	54
Figura 48 - Correntes previstas em cada fase	54
Figura 49 - Corrente fase A e sinal da chave de potência.....	54
Figura 50 - Tensões em cada uma das fases do circuito	55
Figura 51 - Correntes alpha e beta.....	55

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	9
2. REVISÃO DA LITERATURA	11
2.1 Fundamentação teórica conversor <i>Buck</i>	11
2.2 Fundamentação teórica conversor CC-CA trifásico	14
2.3 Métodos clássicos de controle por corrente.....	16
2.3.1 Controle por Histerese	17
2.3.2 Controle por PWM.....	18
2.4 Controle preditivo de corrente	19
2.4.1 Função custo (<i>g</i>)	19
3. PROJETO CONVERSOR E CARGA	21
3.1 Conversor <i>Buck</i>	21
3.2 Inversor CC-CA trifásico	21
3.2.1 Modelo de carga	21
3.2.2 Modelo em tempo discreto para predição	22
3.3.3 Princípio de funcionamento	23
4. SOFTWARES UTILIZADOS	26
4.1 PSIM.....	26
4.2 <i>Matlab/Simulink</i>	26
4.3 <i>Code Composer</i>	27
4.4 <i>Schematic Editor</i>	27
4.5 RT-Lab	28
5. FLUXOGRAMA DE DESENVOLVIMENTO.....	29
6. SIMULAÇÕES CONVERSOR <i>BUCK</i>	32
6.1 Simulação <i>Buck</i> PSIM	32
6.2 Implementação do controle do conversor <i>Buck</i>	33
6.3 Controle implementado no PSIM	36
6.4 Construção no <i>Simulink</i> para utilização do OPAL.....	36
6.5 Geração de código utilizando o PSIM	38
6.6 Utilização do <i>Code Composer</i>	39
6.7 RT-LAB	39
7. SIMULAÇÕES INVERSOR TRIFÁSICO CC-CA.....	41
7.1 Simulação PSIM	41
7.2 Estimação das correntes	41
7.3 Algoritmo de controle preditivo.....	43

7.4 Condicionamento de sinais	44
7.5 Simulação no <i>Simulink</i>	46
7.6 Construção do circuito no <i>Schematic Editor</i>	48
7.7 Geração de código inversor trifásico	48
7.8 RT-LAB inversor trifásico	49
8. RESULTADOS.....	50
8.1 Resultados conversor <i>Buck</i>	50
8.2 Resultados Inversor trifásico	53
9 CONCLUSÕES.....	56
10. TRABALHOS FUTUROS.....	58
REFERÊNCIAS	59
APÊNDICE A.....	60
APÊNDICE B.....	61

1. INTRODUÇÃO

A transição energética global, impulsionada pela necessidade de reduzir as emissões de carbono e promover a sustentabilidade dos sistemas energéticos, tem destacado o papel dos conversores eletrônicos de potência (CEPs) nas pesquisas relacionadas à conversão e controle de energia elétrica (SHENBAGALAKSHMI; VIJAYALAKSHMI et al., 2024). Esses dispositivos desempenham função essencial na integração de fontes renováveis, como painéis fotovoltaicos e turbinas eólicas, às redes elétricas, permitindo a conversão eficiente de energia entre diferentes níveis e formas de tensão e corrente (ABU-SIADA; ISLAM, 2024).

Nos próximos anos, espera-se um aumento significativo na demanda por CEPs mais eficientes, confiáveis e de alto desempenho, o que reforça a necessidade de estudos voltados à análise e ao desenvolvimento de novas estratégias de controle (GONZALEZ; RODRÍGUEZ-AMENEDO; ARNALTES, 2024). Entretanto, a proposição dessas estratégias exige validações experimentais, uma vez que o comportamento real dos conversores frequentemente diverge dos modelos teóricos idealizados (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

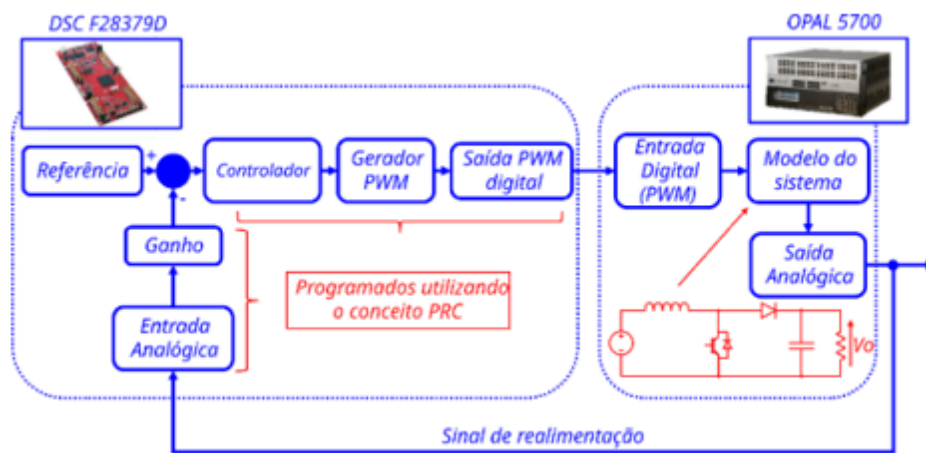
A validação experimental, contudo, enfrenta desafios significativos, como a complexidade dos sistemas eletrônicos envolvidos, requisitos de segurança, necessidade de equipamentos especializados, experiência prática em laboratório e limitações de tempo e recursos (ROZHKOV; MOSTOVOI et al., 2024). Nesse contexto, a evolução dos sistemas computacionais tem possibilitado o uso de abordagens alternativas, como a Prototipagem Rápida de Controle (PRC) integrada ao conceito de Simulação em Tempo Real com *Hardware-in-the-Loop* (HIL) (PANDEY; DAMRON; MCINTYRE, 2024).

A PRC acelera o desenvolvimento de estratégias de controle por meio da geração automática de código, utilizado na implementação em controladores digitais de sinais (*Digital Signal Controller – DSC*) ou microcontroladores. Essa automatização reduz significativamente a necessidade de codificação manual, minimizando erros e permitindo que o projetista concentre esforços no projeto e validação do sistema de controle, em vez de tarefas de programação de baixo nível (HERCOG; CURKOVIC; JEZERNIK, 2006).

Já a simulação HIL possibilita substituir parte do modelo computacional por componentes reais, criando um ambiente híbrido que facilita o estudo de sistemas complexos e fenômenos de difícil modelagem (GASPAR; PINHEIRO et al., 2024). Complementarmente, a simulação em tempo real garante que as equações de estado que descrevem o comportamento dinâmico do sistema sejam resolvidas de forma precisa dentro de restrições temporais rigorosas, de modo que o modelo computacional reproduza o comportamento físico correspondente (BÉLANGER; VENNE et al., 2010).

A Figura 1 apresenta o diagrama de blocos que ilustra a interação entre o controlador digital (DSC F28379D) e o simulador em tempo real (OPAL-RT 5700) durante a simulação de um conversor CC-CC genérico, discutido com mais detalhes na seção 6 do presente trabalho. O controlador digital é responsável pelo processamento do sinal de referência, geração do PWM e envio dos comandos digitais, enquanto o OPAL executa o modelo do sistema físico em tempo real, fornecendo os sinais analógicos de realimentação. Essa configuração representa o conceito de Prototipagem Rápida de Controle (PRC) associada à Simulação em Tempo Real (HIL), permitindo validar estratégias de controle de forma segura e eficiente, sem a necessidade de montar o circuito físico.

Figura 1 - Exemplo de topologia de conversor CC-CC



Fonte - Autoria própria

Por fim, este trabalho está organizado da seguinte forma: o Capítulo 2 apresenta a revisão da literatura, abordando os conceitos fundamentais relacionados aos conversores eletrônicos de potência, às estratégias clássicas de controle por corrente e ao controle preditivo. O Capítulo 3 descreve o projeto do conversor *Buck* e do inversor trifásico, incluindo seus modelos matemáticos. O Capítulo 4 apresenta os principais softwares utilizados durante o desenvolvimento do trabalho. No Capítulo 5 é descrita a metodologia adotada para o desenvolvimento e validação das estratégias de controle. Os Capítulos 6 e 7 apresentam, respectivamente, as implementações e simulações do conversor *Buck* e do inversor trifásico em ambiente *Hardware-in-the-Loop*. O Capítulo 8 reúne e discute os resultados obtidos, enquanto o Capítulo 9 apresenta as conclusões do trabalho. Por fim, o Capítulo 10 apresenta sugestões de trabalhos futuros, seguidas das referências bibliográficas e dos apêndices que complementam as informações desenvolvidas ao longo do texto.

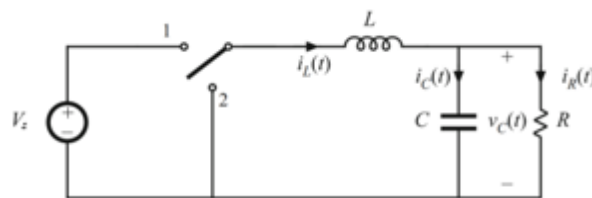
2. REVISÃO DA LITERATURA

Este capítulo tem como principal objetivo demonstrar o funcionamento e os equacionamentos para a compreensão do funcionamento de conversores CC-CC, especificamente o conversor *Buck* e conversores CC-CA, sendo o conversor CC-CA trifásico que será utilizado como estudo, levando em consideração a literatura disponível atualmente.

2.1 Fundamentação teórica conversor *Buck*

Os conversores CC-CC do tipo *Buck* possuem como principal característica ser um abaixador de tensão, ou seja, a tensão em seu terminal de entrada é maior do que a tensão em seu terminal de saída. A Figura 2 mostra uma topologia genérica do conversor, em que a tensão de entrada é representada por V_s e a tensão de saída aplicada em uma carga R é representada por V_c

Figura 2 - Conversor *Buck* genérico

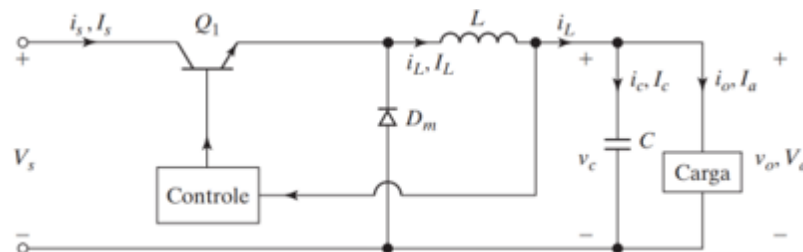


Fonte - (MUHAMMAD H. RASHID, 2014)

O controle da redução de tensão no conversor *Buck* é realizado por meio do chaveamento eletrônico do circuito. A tensão aplicada à carga depende da fração do período de chaveamento em que a tensão de entrada permanece conectada ao restante do sistema, ou seja, da proporção de tempo em que a chave alterna entre as posições 1 e 2 durante cada ciclo.

A implementação desse chaveamento é feita com o uso de um transistor e um diodo, conforme ilustrado na Figura 3.

Figura 3 - Modelo do conversor *Buck*



Fonte - (MUHAMMAD H. RASHID, 2014)

Na posição 1, o transistor conduz e o diodo bloqueia a passagem de corrente, permitindo o carregamento dos elementos indutivo e capacitivo. Já na posição 2, o transistor é bloqueado e o diodo conduz, isolando a fonte de entrada V_s do restante do circuito.

Para o projeto são desprezadas as não idealidades do transistor e do diodo como corrente reversa, variação de parâmetros devido a temperatura e resistências internas, tendo em vista que para a aplicação em questão estas variáveis têm influência relativamente baixa quando comparado com as características principais do sistema.

No conversor em estudo, o controle é implementado por meio da modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation – PWM*). Essa técnica consiste em modular o sinal de controle, variando a fração do tempo em que a chave permanece ligada durante o período de chaveamento T_S . Essa razão é denominada ciclo de trabalho (*Duty Cycle*), que assume valores entre 0 e 1, que são determinados por (1).

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \quad (1)$$

Quando a chave está na posição 1 a tensão no indutor V_L é aproximadamente $V_S - V_o$, sendo V_o a tensão sobre a carga.

A tensão de saída resultante do chaveamento pode ser analisada por meio de seu valor médio, uma vez que, segundo a teoria de Fourier, a componente contínua (CC) de um sinal periódico corresponde ao seu valor médio. Dessa forma, a tensão média de saída pode ser determinada pela Equação (2), em que V_o representa a tensão média de saída, T_s o período de chaveamento, V_S a tensão de entrada e D o ciclo de trabalho. (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004.FUNDAMENTALS OS POWER ELETRONICS.)

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} V_o(t) dt = DV_S \quad (2)$$

Embora a tensão na saída do conversor seja pulsante em decorrência do chaveamento da chave eletrônica, deseja-se que a tensão aplicada à carga apresente a menor ondulação possível. Para isso, o indutor e o capacitor de saída atuam como um filtro passa-baixa, atenuando as componentes de alta frequência e permitindo que, predominantemente, a componente contínua (CC) seja fornecida à carga. Porém, devido ao chaveamento certas componentes harmônicas não podem ser totalmente eliminadas, e isto acaba gerando um *Ripple* de tensão. Esse valor representa um nível de tensão acima da tensão desejada e deve ser considerado para projetar os valores do indutor e do capacitor.

Considerando a relação fundamental do capacitor, apresentada na Equação (3), é possível obter uma aproximação para a tensão de saída quando a chave se encontra na posição 1, conforme ilustrado na Figura 2.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_S - V_o}{L} \quad (3)$$

E quando a chave está na posição 2, o lado esquerdo do circuito fica aterrado, obtendo-se a equação (4):

$$\frac{di_L}{dt} = - \frac{V_O}{L} \quad (4)$$

Combinando as equações (3) e (4) é possível obter uma equação para determinar o *Ripple* de corrente Δi_L :

$$\Delta i_L = \frac{V_S - V_O}{L} * DT_s \quad (5)$$

E isolando a indutância o resultado é o descrito por (6):

$$L = \frac{V_S - V_O}{\Delta i_L} * DT_s \quad (6)$$

Para projetar o valor do capacitor, a variação da tensão no capacitor ΔV_C é a variação da carga Δ_{Load} sobre a capacitância. A variação da tensão na carga pode ser obtida pela equação (7) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004):

$$\Delta_{Load} = \frac{\Delta i_L}{8f_s} \quad (7)$$

E a equação para a variação da tensão na carga (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004):

$$\Delta V_C = \frac{\Delta_{Load}}{C} \quad (8)$$

Em que f_s é a frequência de chaveamento, o inverso do período de chaveamento. É possível combinar as duas equações para obter a equação (9) que define o valor do capacitor:

$$\Delta V_C = \frac{\Delta_{Load}}{C} = C = \frac{\Delta_{Load}}{\Delta V_C} \quad (9)$$

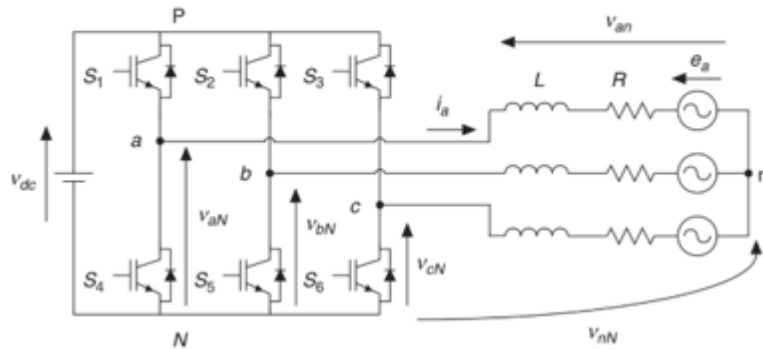
$$C = \frac{\frac{\Delta i_L}{8f_s}}{\Delta V_C} = \frac{\frac{\frac{V_S - V_O}{L} * DT_s}{8f_s}}{\Delta V_C} = \frac{V_S D (1 - D)}{8L f_s^2 \Delta V_C} \quad (10)$$

As Equações (5) a (10) apresentam as relações matemáticas utilizadas para o dimensionamento dos principais parâmetros do conversor *Buck*.

2.2 Fundamentação teórica conversor CC-CA trifásico

O circuito de potência do inversor trifásico converte energia elétrica da fonte CC para CA utilizando o esquema elétrico apresentado na Figura 4. Considerando que as duas chaves de cada fase do inversor operem de forma complementar, para evitar um curto-circuito (RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012).

Figura 4 - Conversor CC-CA



Fonte - (RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012)

Os estados de comutação das chaves de potência podem ser representados pelos sinais de comutação S_a , S_b e S_c definidos pelas equações (11) a (13):

$$S_a = 1 \text{ se } S_1 \text{ ON e } S_4 \text{ OFF} \quad (11)$$

$$S_a = 0 \text{ se } S_1 \text{ OFF e } S_4 \text{ ON}$$

$$S_b = 1 \text{ se } S_2 \text{ ON e } S_5 \text{ OFF} \quad (12)$$

$$S_b = 0 \text{ se } S_2 \text{ OFF e } S_5 \text{ ON}$$

$$S_c = 1 \text{ se } S_3 \text{ ON e } S_6 \text{ OFF} \quad (13)$$

$$S_c = 0 \text{ se } S_3 \text{ OFF e } S_6 \text{ ON}$$

Os sinais de comutação S_a , S_b e S_c definem o valor da tensão de saída:

$$V_{an} = S_a V_{dc} \quad (14)$$

$$V_{bn} = S_b V_{dc} \quad (15)$$

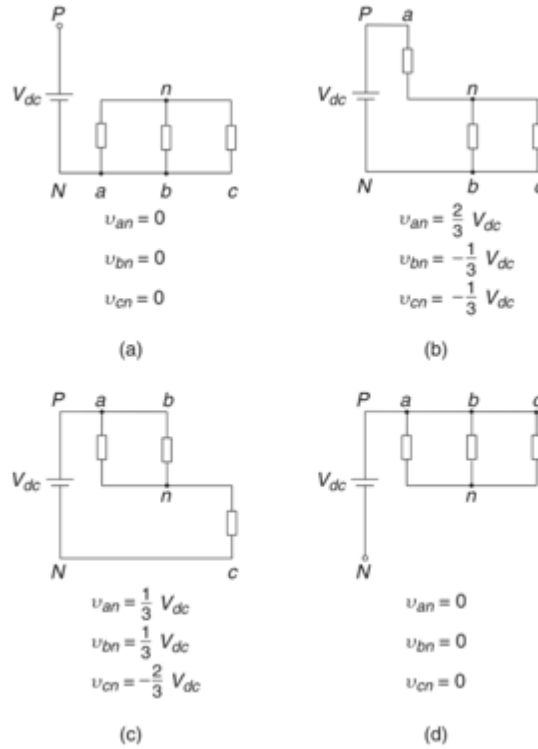
$$V_{cn} = S_c V_{dc} \quad (16)$$

Considerando o vetor unitário $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ que representa o deslocamento de 120° entre cada uma das fases, o vetor de tensão de saída pode ser definido como:

$$v = \frac{2}{3} (V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}) \quad (17)$$

As configurações equivalentes de cada um dos estados de comutação podem ser observadas na Figura 5:

Figura 5 - Carga equivalente em cada estado de comutação



Fonte - (RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012)

Em que as configurações equivalentes da carga para diferentes estados de chaveamento são as seguintes: (a) Estado de chaveamento (0, 0, 0) (vetor de tensão V_0). (b) Estado de chaveamento (1, 0, 0) (vetor de tensão V_1). (c) Estado de chaveamento (1, 1, 0) (vetor de tensão V_2). (d) Estado de chaveamento (1, 1, 1) (vetor de tensão V_7).

Portanto, o estado de chaveamento (0,0,0) gera o vetor V_0 definido pela equação (18):

$$V_0 = \frac{2}{3} (0 + a0 + a^2 0) = 0 \quad (18)$$

O estado de chaveamento (1,0,0) gera o vetor V_1 que é definido pela equação (19):

$$V_1 = \frac{2}{3} (V_{dc} + a0 + a^2 0) = \frac{2}{3} V_{dc} \quad (19)$$

Os vetores de tensão definidos em (18) e (19) representam apenas alguns exemplos das tensões resultantes associadas a determinados estados de chaveamento. Diferentes combinações de chaveamento produzem distintas configurações equivalentes da carga trifásica conectada à fonte CC, resultando em diferentes vetores de tensão aplicados ao sistema

Considerando todas possíveis combinações dos sinais de *gate* das chaves de potência S_a , S_b e S_c obtém-se como resultado oito estados de chaveamento e, portanto, oito vetores de tensão, porém como demonstrado na Figura 5 $V_0 = V_7$, portanto o número de diferentes vetores de tensão cai para 7 conforme a tabela 1

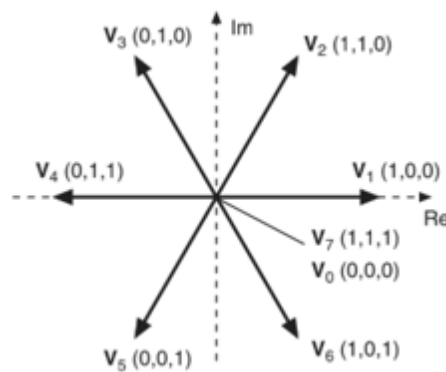
Tabela 1 - Vetores de tensão resultante dos estados de chaveamento

S_a	S_b	S_c	Vetor de tensão V
0	0	0	$V_0 = 0$
1	0	0	$V_1 = \frac{2}{3} V_{dc}$
1	1	0	$V_2 = \frac{1}{3} V_{dc} + j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$
0	1	0	$V_3 = -\frac{1}{3} V_{dc} + j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$
0	1	1	$V_4 = -\frac{2}{3} V_{dc}$
0	0	1	$V_5 = -\frac{1}{3} V_{dc} - j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$
1	0	1	$V_6 = \frac{1}{3} V_{dc} - j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$
1	1	1	$V_7 = 0$

Fonte – Autoria própria

É possível observar esses vetores no plano complexo, conforme Figura 6:

Figura 6 - Vetores de tensão no plano complexo



Fonte - (RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012)

2.3 Métodos clássicos de controle por corrente

O controle de corrente é uma das estratégias mais utilizadas em conversores eletrônicos de potência devido à sua capacidade de regular diretamente variáveis associadas ao fluxo de energia do sistema, permitindo maior desempenho dinâmico, proteção dos dispositivos semicondutores e melhor qualidade da energia processada (RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012). Em aplicações envolvendo inversores, retificadores e conversores CC-CC, a corrente constitui

uma variável de grande relevância, pois está diretamente relacionada à potência transferida, ao torque em acionamentos elétricos e à forma de onda entregue à carga ou à rede elétrica (RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012).

De forma geral, o objetivo do controle de corrente consiste em fazer com que a corrente real do sistema acompanhe uma referência previamente estabelecida, minimizando o erro entre os valores medidos e desejados. Em um inversor fonte de tensão, por exemplo, o controlador ajusta os estados de chaveamento dos semicondutores de potência de maneira a produzir tensões adequadas para que a corrente de saída siga a trajetória de referência. Essa estratégia é amplamente empregada devido à sua elevada velocidade de resposta, robustez frente a perturbações e capacidade de limitar sobrecorrentes, características particularmente importantes em sistemas de eletrônica de potência.

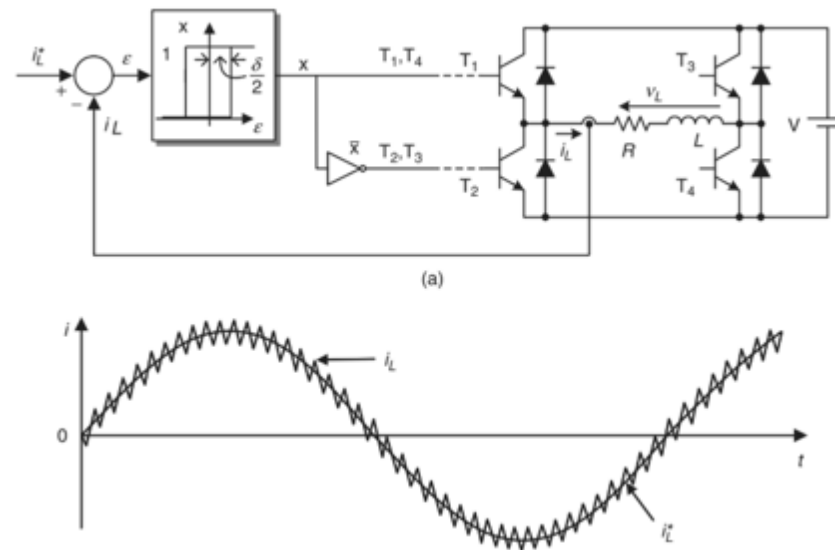
Entre alguns métodos convencionais de controle de corrente se destacam o controle por histerese e o controle utilizando *Pulse Width Modulation*, ou Modulação por Largura de Pulso (PWM).

2.3.1 Controle por Histerese

A ideia básica do controle por histerese é manter a corrente dentro de um limite estabelecido através da mudança dos estados de chaveamento do conversor toda vez que a corrente atinge um valor limite. A Figura 7 demonstra o funcionamento do controle por histerese através de um conversor monofásico. Neste tipo de controle a diferença entre o valor da corrente real e o valor da corrente de referência é utilizado como entrada de um comparador, e se o valor deste erro é maior que o limite superior as chaves de potência T_1 e T_4 são ligadas e as chaves T_3 e T_2 são desligadas. O oposto acontece caso o erro seja menor que o limite superior. Este tipo de controle é considerado simples, a corrente de carga precisa seguir um dado valor de corrente de referência, no caso de um conversor trifásico, cada corrente medida em cada fase é comparada com sua respectiva referência e cada comparador determina o estado de chaveamento de cada uma das pernas do inversor.

A implementação desta técnica é simples, seu desempenho é satisfatória e a resposta dinâmica é rápida, porém a frequência de chaveamento muda de acordo com as variações do tipo de carga, condições de operação entre outros fatores, o que se torna um fator limitante da utilização desta técnica, uma vez que este tipo de controle é mais recomendado para aplicações de baixa potência devido as perdas por chaveamento e possíveis problemas de ressonância devido a variável frequência de chaveamento (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001).

Figura 7 - Conversor monofásico e controle por histerese

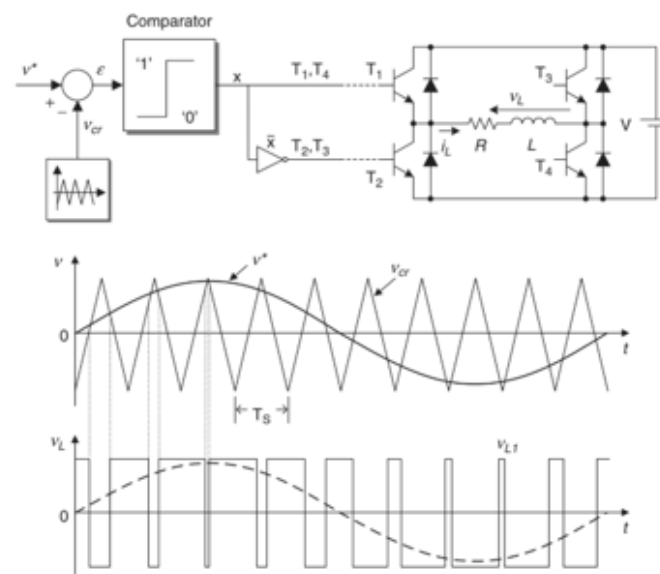


Fonte - (RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012)

2.3.2 Controle por PWM

Nesse tipo de controle, uma onda modulante representativa da corrente de referência é comparada com uma portadora triangular. O resultado dessa comparação é utilizado para gerar os sinais de acionamento das chaves de potência. A aplicação dessa estratégia de controle é apresentada na Figura 8. Uma tensão de referência senoidal é comparada com uma portadora triangular gerando uma tensão pulsante na saída do inversor.

Figura 8 - Controle PWM para um inversor monofásico



Fonte - (RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012)

2.4 Controle preditivo de corrente

As técnicas de controle preditivo de corrente têm recebido crescente atenção em aplicações de eletrônica de potência devido à sua elevada flexibilidade e ao alto desempenho proporcionado (VASQUEZ et al., 2014). Seu princípio fundamental consiste na utilização de um modelo matemático do sistema para prever seu comportamento futuro e, com base nessas previsões, determinar a ação de controle mais adequada a cada intervalo de amostragem. Diferentemente das estratégias convencionais, o controle preditivo considera explicitamente a dinâmica do sistema e permite incorporar restrições operacionais ao processo de decisão.

No controle preditivo de corrente, o objetivo é prever a evolução da corrente para os diferentes estados de chaveamento possíveis do conversor e selecionar aquele que minimiza o erro entre a corrente prevista e a corrente de referência. Em conversores eletrônicos de potência, uma das estratégias mais difundidas é o Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC), na qual o conjunto de estados de chaveamento do conversor é finito e previamente conhecido. Dessa forma, a cada período de amostragem, o controlador calcula a resposta futura do sistema para cada estado admissível e avalia uma função custo, responsável por quantificar o desempenho esperado de cada alternativa, selecionando aquela que apresenta o menor valor (RODRÍGUEZ et al., 2009).

Essa estratégia de controle pode ser resumida em três principais passos: definição da função de custo (g), construção do modelo do conversor e seus possíveis estados de chaveamento e construção do modelo da carga para previsão.

2.4.1 Função custo (g)

O principal objetivo deste tipo de controle é minimizar o erro entre a corrente medida e os valores de referência, os requisitos do projeto podem ser descritos na forma de uma função custo (g), essa função custo é descrita em coordenadas ortogonais e mede o erro entre a referência e os valores preditos das correntes.

Essa função é expressa seguindo a equação (20):

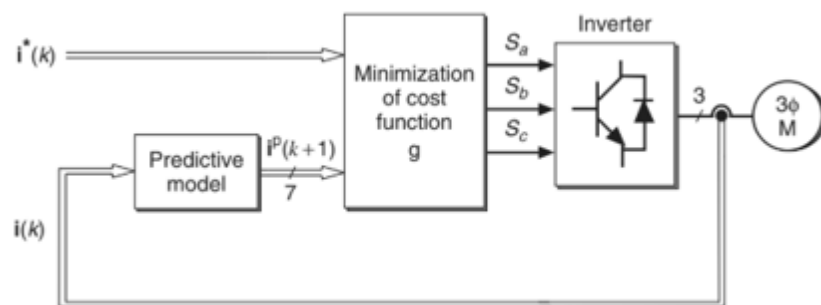
$$g = |i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}^p(k+1)| + |i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}^p(k+1)| \quad (20)$$

Onde $i_{\alpha}^p(k+1)$ e $i_{\beta}^p(k+1)$ são as partes reais e imaginárias do vetor de corrente previsto para um certo vetor de tensão. Essa previsão é construída baseada no modelo de carga. E as partes $i_{\alpha}^*(k+1)$ e $i_{\beta}^*(k+1)$ são as partes reais e imaginárias do vetor de corrente de referência.

Para simplificação do estudo é necessário considerar que $i^*(k+1) = i^*(k)$, ou seja, que a amostra da corrente de referência não se modifica o suficiente em apenas um intervalo de tempo, isso pode introduzir um pequeno *delay* no controle da corrente porém isso não é um problema quando consideramos uma frequência de chaveamento do sistema mais alta.

Um diagrama de um modelo preditivo para um inversor trifásico pode ser observado na Figura 9.

Figura 9 - Diagrama de blocos de controle preditivo



Fonte - (RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012)

O funcionamento do controle preditivo de corrente começa com a obtenção do valor da corrente de referência $i^*(k)$, normalmente fornecida por uma malha de controle externa, enquanto a corrente da carga $i(k)$ é medida no instante atual. Em seguida, utiliza-se o modelo matemático do sistema para prever o valor da corrente no próximo intervalo de amostragem, $i(k+1)$, considerando cada um dos vetores de tensão possíveis do conversor. A partir dessas previsões, uma função custo g é empregada para avaliar o erro entre a corrente prevista e a corrente de referência no próximo instante de amostragem para cada vetor de tensão analisado. Por fim, seleciona-se o vetor de tensão que minimiza o erro de corrente, sendo então gerados os sinais correspondentes ao estado de chaveamento a serem aplicados ao conversor.

3. PROJETO CONVERSOR E CARGA

Este capítulo descreve o projeto do conversor *Buck* e do inversor trifásico utilizados neste trabalho. São apresentados os critérios de dimensionamento, os modelos matemáticos adotados e os principais parâmetros considerados no desenvolvimento dos sistemas.

3.1 Conversor *Buck*

Com base nas discussões apresentadas nos capítulos anteriores, foi possível realizar o projeto do conversor *Buck*. Para o dimensionamento do sistema, foram definidos os principais parâmetros de operação, conforme indicado na Tabela 2:

Tabela 2 - Parâmetros para construção do modelo do conversor *Buck*

Tensão de entrada	12 V
Tensão de Saída	5V
Resistência de carga	2.5 Ω
Resistência série do indutor	100 m Ω
Resistência série do capacitor	5 m Ω
Indutor	194.44 μ H
Capacitor	66.67 μ F
<i>Ripple</i> de corrente no indutor	10% de I_L
<i>Ripple</i> de tensão na carga	4% de V_{out}
Frequência de chaveamento	25 KHz

Fonte – Autoria própria

Os valores escolhidos têm como objetivo atender às características típicas de um carregador de baterias em corrente contínua, no qual se busca uma tensão de saída regulada e uma corrente controlada para garantir o carregamento seguro e eficiente. Assim, a tensão de entrada foi selecionada de modo a representar uma fonte de alimentação comum em sistemas de energia contínua, enquanto a tensão e corrente de saída foram ajustadas para atender às faixas usuais de carregamento de baterias de baixa potência.

Com estes valores é possível montar e simular o circuito nos *Softwares* necessário, neste caso o *software* PSIM.

3.2 Inversor CC-CA trifásico

Levando em consideração o circuito apresentado na Figura 4, é necessário estabelecer o modelo de carga e o modelo em tempo discreto para predição.

3.2.1 Modelo de carga

Considerando a Figura 4 é possível definir as equações que regem o comportamento de cada uma das fases do circuito, representados por (21) a (23):

$$v_{aN} = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + e_a + v_{nN} \quad (21)$$

$$v_{bN} = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + e_b + v_{nN} \quad (22)$$

$$v_{cN} = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + e_c + v_{nN} \quad (23)$$

Em que R é a resistência da carga e L é a indutância da carga.

Substituindo as equações (21), (22) e (23) na equação (17) é possível obter um vetor de equação para a dinâmica de carga:

$$V = L \frac{d}{dt} \left(\frac{2}{3} (i_a + ai_b + a^2 i_c) \right) + R \left(\frac{2}{3} (i_a + ai_b + a^2 i_c) \right) + \frac{2}{3} (e_a + ae_b + a^2 e_c) \quad (24)$$

$$+ \frac{2}{3} (v_{nN} + av_{nN} + a^2 v_{nN})$$

Considerando as equações (25) e (26) para vetores espaciais da corrente de carga e da força contra eletromotriz

$$i = \frac{2}{3} (i_a + ai_b + a^2 i_c) \quad (25)$$

$$e = \frac{2}{3} (e_a + ae_b + a^2 e_c) \quad (26)$$

Assumindo que o último termo da Equação (24) seja nulo, hipótese válida para a condição de regime permanente em que a corrente de referência permanece constante durante o intervalo de amostragem, a expressão é simplificada, resultando na Equação (27).

$$\frac{2}{3} (v_{nN} + av_{nN} + a^2 v_{nN}) = v_{nN} \frac{2}{3} (1 + a + a^2) = 0 \quad (27)$$

Então a dinâmica de corrente de carga pode ser descrita como uma equação de vetor diferencial (28):

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} + e \quad (28)$$

Em que V é o vetor de tensão gerado pelo inversor, i é o vetor de corrente de carga e e é o vetor de força contra eletromotriz da carga.

3.2.2 Modelo em tempo discreto para predição

O modelo em tempo discreto será utilizado para prever o valor futuro da corrente da carga a partir das tensões e correntes medidas no instante de amostragem k . Diferentes métodos de discretização podem ser empregados para a obtenção de um modelo em tempo discreto adequado ao cálculo das predições. Considerando que a carga pode ser modelada como um sistema de primeira ordem, o modelo discreto pode ser obtido por meio de uma aproximação simples da derivada.

Nesse contexto, a derivada da corrente da carga, di/dt , é substituída por uma aproximação de Euler para frente (*Forward Euler*), na qual a derivada é aproximada por (29):

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (29)$$

Que é substituída em (28) para obter a expressão que permite a predição do valor futuro da corrente no tempo $k+1$, para cada uma dos sete valores do vetor de tensão $v(k)$ gerados pelo inversor. A expressão é:

$$i^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i(k) + \frac{T_s}{L} (v(k) - \hat{e}(k)) \quad (30)$$

Em que $\hat{e}(k)$ é o valor estimado da força contra eletromotriz e o p indica os valores preditos.

O valor da força contra eletromotriz pode ser calculada a partir da equação (28) considerando as medições de tensão e corrente da carga com expressão (31):

$$\hat{e}(k-1) = v(k-1) - \frac{L}{T_s} i(k) - \left(R - \frac{L}{T_s}\right) i(k-1) \quad (31)$$

Em que $\hat{e}(k-1)$ representa o valor estimado de $e(k-1)$. A força contra eletromotriz atual, $e(k)$ pode ser estimada por meio da extrapolação dos valores passados da força contraeletromotriz estimada. Alternativamente, considerando que a frequência da força contra eletromotriz é significativamente menor que a frequência de amostragem, admite-se que sua variação ao longo de um único intervalo de amostragem seja desprezível. Dessa forma, assume-se que: $\hat{e}(k) = \hat{e}(k-1)$.

3.3.3 Princípio de funcionamento

Com o intuito de demonstrar o funcionamento da estratégia de controle preditivo, é apresentado um exemplo detalhado nas Figuras 10, 11 e 12. Nessas figuras, são exibidas as correntes i_α e i_β , juntamente com suas referências i_α^* e i_β^* , ao longo de um período completo. A partir da medição da corrente no instante k , $i(k)$, e considerando todos os possíveis estados de chaveamento associados aos vetores de tensão $v(k)$, são estimadas as correntes futuras $i^p(k+1)$.

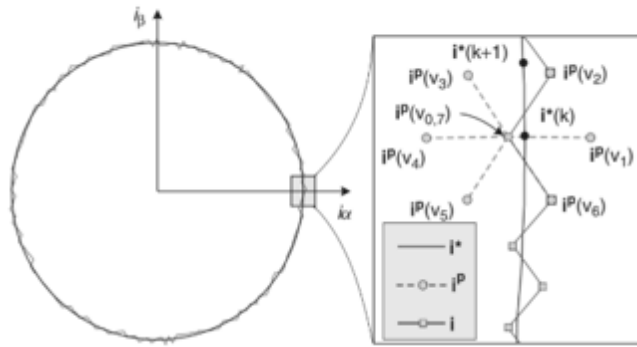
No plano vetorial mostrado na Figura 10, observa-se que o vetor de tensão V_2 conduz o vetor de corrente previsto à posição mais próxima da referência. Já nas Figuras 11 e 12, a corrente prevista $i_\alpha^p(V_{0,7})$ corresponde ao valor obtido quando são aplicados os vetores V_0 ou V_7 no instante k . Nota-se ainda que os vetores V_2 e V_6 apresentam menor erro em relação à

componente i_α , enquanto os vetores V_2 e V_3 minimizam o erro associado a componente i_β . Assim, o vetor de tensão que resulta no menor valor da função custo g é o vetor V_2 .

As Figuras 10, 11 e 12 evidenciam a interpretação da função custo como uma métrica de erro ou distância entre os vetores de referência e os vetores previstos. Embora essa visualização seja intuitiva para o controle de corrente, ela se torna mais complexa ou até inviável quando funções custo mais elaboradas são empregadas.

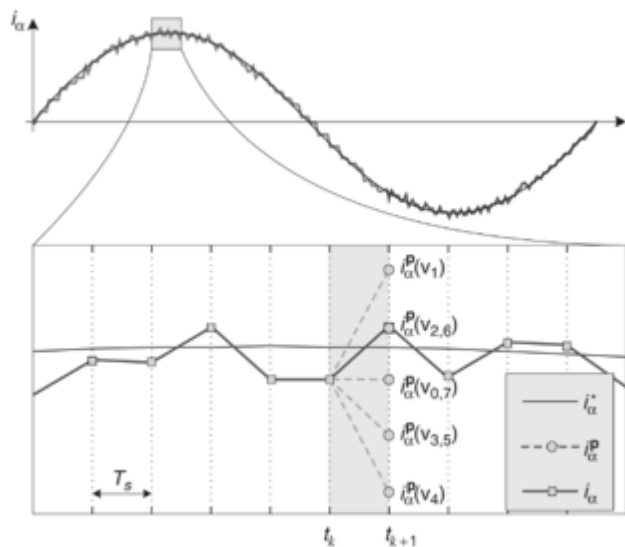
Do ponto de vista numérico, a escolha do vetor de tensão ótimo é realizada por meio da avaliação da função custo. Como cada vetor de tensão produz uma corrente prevista distinta, obtêm-se diferentes valores para a função custo, sendo selecionado o vetor associado ao menor valor.

Figura 10 - Princípio de funcionamento, correntes de referência e previstas



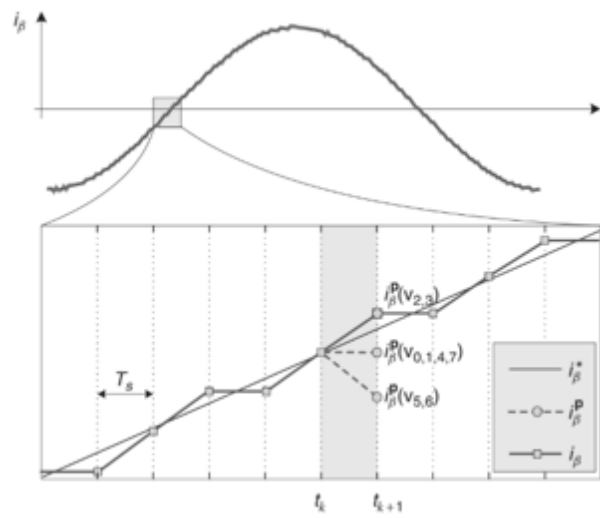
Fonte - (RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012)

Figura 11 - Corrente de referência e predita alpha



Fonte - (RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012)

Figura 12 - Corrente de referência e predita beta



Fonte - (RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012)

4. SOFTWARES UTILIZADOS

O desenvolvimento deste trabalho envolveu a utilização de diferentes ferramentas computacionais, cada uma destinada a uma etapa específica da modelagem, implementação e validação das estratégias de controle propostas. Entre os principais softwares empregados destacam-se o *PSIM*, utilizado para a simulação dos conversores eletrônicos de potência, o *MATLAB/Simulink*, empregado na modelagem dos sistemas e no projeto dos controladores, o *Code Composer Studio*, utilizado para a programação do processador digital de sinais (DSP), o *Schematic Editor*, responsável pela configuração do hardware em ambiente HIL, e o *RT-LAB*, utilizado para a execução das simulações em tempo real e comunicação com a plataforma HIL.

4.1 PSIM

O PSIM é um software de simulação voltado para a análise de eletrônica de potência, controle e acionamentos elétricos. Com o PSIM é possível modelar circuitos com conversores, motores, controladores analógicos e digitais de forma rápida e intuitiva.

Sua principal vantagem é a alta velocidade de simulação, mesmo em sistemas complexos, além da interface gráfica simples para montagem de circuitos. Para a simulação do modelo do conversor e posteriormente a implementação utilizando o OPAL e a placa de aquisição de sinais é necessário montar o modelo do conversor no Software de simulação PSIM para testar a funcionalidade do conversor.

No presente trabalho, o PSIM foi utilizado para a modelagem e validação do conversor, possibilitando a verificação de seu funcionamento antes da implementação em hardware, utilizando o OPAL e a placa de aquisição de sinais. Dessa forma, o ambiente de simulação permite testar, analisar e ajustar o comportamento do sistema, contribuindo para uma implementação experimental mais confiável.

4.2 Matlab/Simulink

O *MATLAB/Simulink* é uma plataforma amplamente utilizada para modelagem, simulação e análise de sistemas dinâmicos, sendo aplicada em áreas como controle, eletrônica de potência, processamento de sinais e sistemas embarcados. O *MATLAB* fornece um ambiente de programação voltado para cálculos numéricos, análise de dados e desenvolvimento de algoritmos, enquanto o *Simulink* oferece uma interface gráfica baseada em diagramas de blocos, permitindo a modelagem visual de sistemas de forma intuitiva e modular.

No presente trabalho, o *MATLAB/Simulink* foi utilizado para modelagem e análise do sistema de controle do conversor, permitindo avaliar sua resposta dinâmica e validar o comportamento esperado do sistema. A utilização do software contribui para a redução de erros na etapa de implementação, uma vez que possibilita a realização de testes prévios, análises

comparativas e ajustes dos parâmetros do sistema em ambiente virtual, tornando o processo de desenvolvimento mais eficiente e confiável.

4.3 Code Composer

O *Code Composer Studio* (CCS) é um ambiente de desenvolvimento integrado (IDE) amplamente utilizado para programação, depuração e implementação de aplicações em sistemas embarcados, especialmente em processadores e controladores digitais da Texas Instruments. O software fornece ferramentas para edição de código, compilação, configuração de hardware e monitoramento em tempo real, possibilitando o desenvolvimento de aplicações voltadas para controle, processamento digital e automação.

Uma das principais funcionalidades do *Code Composer Studio* é a capacidade de realizar depuração em tempo real, permitindo acompanhar a execução do programa, monitorar variáveis internas e identificar falhas durante o funcionamento do sistema. Além disso, o ambiente oferece suporte à configuração de periféricos, comunicação com dispositivos externos e integração com bibliotecas específicas para aplicações em controle digital e eletrônica de potência, tornando-se uma ferramenta adequada para implementação de algoritmos em controladores embarcados.

No presente trabalho, o *Code Composer Studio* foi utilizado para compilação, depuração e carregamento do código desenvolvido no controlador digital, possibilitando a implementação prática da estratégia de controle do conversor. A utilização do ambiente permitiu monitorar variáveis do sistema, validar o funcionamento do algoritmo de controle e realizar ajustes necessários durante os testes experimentais, contribuindo para uma implementação mais confiável e eficiente.

4.4 Schematic Editor

O *Schematic Editor* é uma ferramenta utilizada para a criação, edição e organização de diagramas esquemáticos de circuitos elétricos e eletrônicos, permitindo representar graficamente os componentes e suas interconexões de maneira estruturada e intuitiva. Por meio desse ambiente, é possível desenvolver esquemas elétricos contendo dispositivos de potência, sensores, fontes, sinais de controle e conexões entre diferentes subsistemas, facilitando a visualização e o entendimento do funcionamento do circuito projetado.

Uma de suas principais características é a possibilidade de organizar o projeto de forma padronizada, contribuindo para a documentação do sistema e reduzindo erros durante as etapas de implementação e validação. Além disso, o ambiente permite realizar modificações e ajustes no circuito de maneira simplificada, favorecendo o desenvolvimento iterativo e a análise do comportamento esperado do sistema antes da montagem física.

No presente trabalho, o *Schematic Editor* foi utilizado para a elaboração e organização dos esquemáticos relacionados ao sistema implementado, construindo os circuitos de potência e relacionando as portas de entrada/saída tanto analógica quanto digitais do controlador digital

4.5 RT-Lab

O RT-LAB é uma plataforma de simulação em tempo real desenvolvida para aplicações de sistemas dinâmicos, controle e validação de hardware, sendo amplamente utilizada em áreas como eletrônica de potência, sistemas elétricos e automação industrial. O software permite executar modelos computacionais em tempo real, possibilitando a interação entre sistemas simulados e dispositivos físicos, característica essencial para testes do tipo *Hardware-in-the-Loop* (HIL).

Uma de suas principais funcionalidades é a capacidade de dividir e executar modelos em arquiteturas de processamento em tempo real, permitindo simulações de alta complexidade com elevada precisão temporal. Além disso, o RT-LAB oferece integração com ferramentas de modelagem, como o *MATLAB/Simulink*, possibilitando a implementação de modelos desenvolvidos em ambiente de simulação e sua execução em plataformas de processamento em tempo real, como os sistemas da OPAL-RT. Essa integração favorece a validação de algoritmos de controle, aquisição de sinais e estratégias de supervisão em condições próximas às de operação real.

No presente trabalho, o RT-LAB foi utilizado para a execução em tempo real do modelo do sistema, permitindo a comunicação entre o ambiente de simulação e os dispositivos físicos empregados na implementação experimental.

5. FLUXOGRAMA DE DESENVOLVIMENTO

Com o objetivo de validar as estratégias de controle propostas neste trabalho, foi adotada uma metodologia baseada em Prototipagem Rápida de Controle (PRC) e *Hardware-in-the-Loop* (HIL). Essa metodologia permitiu desenvolver, testar e validar os algoritmos de controle de forma gradual, reduzindo riscos e garantindo maior confiabilidade durante a implementação.

O processo de desenvolvimento foi dividido nas etapas descritas a seguir.

- ❖ Passo 1: Modelagem dos Conversores: inicialmente, foi realizado o dimensionamento dos componentes do conversor *Buck* e da carga do inversor trifásico com base nos requisitos de projeto previamente estabelecidos. Em seguida, os circuitos de potência foram modelados no software PSIM, possibilitando a simulação inicial do comportamento dos sistemas.
- ❖ Passo 2: Desenvolvimento das Estratégias de Controle: após a modelagem dos circuitos, foram implementadas as estratégias de controle empregadas neste trabalho. Para o conversor *Buck* foi desenvolvido um controlador proporcional-integral (PI), enquanto para o inversor trifásico foi implementada a estratégia Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC). Nessa etapa foram realizados os ajustes dos parâmetros, as validações matemáticas e as análises de desempenho utilizando o *MATLAB/Simulink* para o conversor *Buck*, enquanto o algoritmo do inversor, apresentado no Apêndice B, foi implementado diretamente no PSIM.
- ❖ Passo 3: Validação em Ambiente de Simulação: com as estratégias de controle desenvolvidas, foram realizadas simulações em malha fechada para verificar seu desempenho. Foram avaliados critérios como estabilidade, seguimento da referência, tempo de resposta e erro em regime permanente, permitindo validar o funcionamento dos controladores antes da implementação em tempo real.
- ❖ Passo 4: Geração Automática de Código: após a validação em ambiente de simulação, utilizou-se a funcionalidade de geração automática de código do PSIM para converter os algoritmos desenvolvidos em linguagem C compatível com o DSC.
- ❖ Passo 5: Compilação e Implementação no Controlador: o código gerado foi importado para o ambiente *Code Composer Studio*, no qual foram realizadas a compilação do projeto, a configuração dos periféricos do DSC e o carregamento do programa no controlador.

- ❖ Passo 6: Construção do Ambiente Hardware-in-the-Loop: paralelamente, os modelos dos conversores foram implementados na plataforma OPAL-RT por meio do *Schematic Editor*, realizando-se a configuração do circuito de potência e das entradas e saídas analógicas e digitais utilizadas pelo DSC. Posteriormente, os modelos foram integrados ao *MATLAB/Simulink*, permitindo a comunicação entre o simulador em tempo real e o controlador físico.
- ❖ Passo 7: Execução dos Testes em Tempo Real: os modelos dos conversores passaram a ser executados em tempo real na plataforma OPAL-RT, enquanto o DSC executava os algoritmos de controle desenvolvidos. Durante essa etapa, as principais variáveis do sistema foram monitoradas para avaliar o comportamento dinâmico e validar o desempenho das estratégias implementadas.
- ❖ Passo 8: Análise dos Resultados: por fim, os resultados obtidos nas simulações e nos testes em ambiente Hardware-in-the-Loop foram analisados e comparados, permitindo avaliar a eficácia das estratégias de controle propostas e demonstrar a viabilidade da metodologia empregada.

Na Figura 13 é possível verificar o fluxograma da implementação do projeto.

Figura 13 - Fluxograma de desenvolvimento



Fonte - Elaboração própria com auxílio do ChatGPT (OpenAI, 2026)

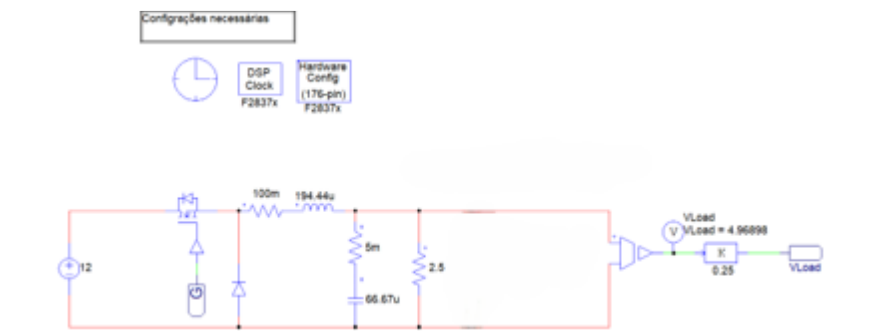
6. SIMULAÇÕES CONVERSOR *BUCK*

Os capítulos a seguir demonstram as simulações utilizando os softwares destacados anteriormente com o conversor *Buck*

6.1 Simulação *Buck* PSIM

Na Figura 14 está o modelo do circuito de potência construído no PSIM.

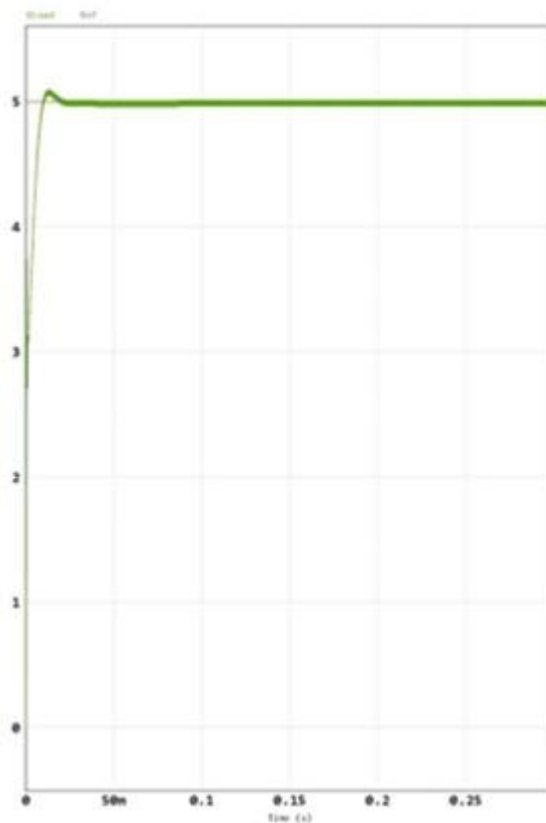
Figura 14 - Circuito de potência Buck PSIM



Fonte - Autoria própria

Com a simulação da Figura 14 é possível observar a tensão de saída e a tensão de referência definida em 5 volts, que pode ser observada na Figura 15.

Figura 15 - tensão de saída do circuito e tensão de referência



Fonte - Autoria própria

É possível observar que a tensão de saída do circuito segue a tensão de referência de 5 volts, mesmo com uma variação na tensão de saída de cerca de 0,10 volts. Através da Figura 15 é possível validar o comportamento do conversor *Buck*, atingindo o valor de referência em cerca de 25ms.

Porém para que o conversor consiga seguir a tensão de referência estabelecida em 5 volts é necessário fazer a implementação do controle.

6.2 Implementação do controle do conversor *Buck*

Inicialmente foi utilizada a estratégia de controle por compensação tipo PI (Proporcional–Integral) que é amplamente utilizada em sistemas de controle, especialmente em conversores eletrônicos de potência e processos industriais, por oferecer um bom equilíbrio entre desempenho dinâmico e erro em regime permanente.

O controlador PI combina as ações proporcional e integral para proporcionar um controle eficiente da variável de interesse. A ação proporcional (P) responde de forma imediata ao erro entre o sinal de referência (*setpoint*) e a variável medida, ajustando a saída do controlador proporcionalmente à magnitude desse erro e proporcionando uma resposta rápida às variações do sistema. Por sua vez, a ação integral (I) atua sobre o erro acumulado ao longo do tempo, eliminando o erro em regime permanente que não pode ser completamente corrigido pela ação proporcional isoladamente.

A função de transferência de um controlador PI é dada por (32):

$$Gc(s) = Kp(1 + \frac{1}{T_i s}) \quad (32)$$

Em que T_i é o tempo para que a saída do integrador atinja o valor Kp para uma entrada unitária.

A metodologia seguida para implementação deste tipo de controle foi a seguinte:

- 1) Definir o valor do ganho K para atender o critério de projeto de margem de fase φ_m
- 2) Definir a frequência de cruzamento por 0 dB ω_c , relativa à frequência φ_m acrescido de uma margem de fase de 5° a 12°
- 3) A frequência de canto associada ao zero do compensador PI, denotada por ω_c' deve ser definida aproximadamente uma década abaixo da frequência de cruzamento ω_c . Essa escolha garante que o compensador proporcione alto ganho em baixas frequências, favorecendo a rejeição de perturbações e a eliminação do

erro em regime permanente, sem alterar de forma significativa a região de altas frequências, responsável por determinar a frequência de cruzamento de 0 dB e a margem de fase do sistema.

A modelagem do controle foi implementada utilizando o Software *Matlab/Simulink* e o código comentado pode ser observado no apêndice A.

Foram realizados diferentes testes nas equações de controle com o objetivo de identificar a estratégia que apresentasse a melhor resposta ao degrau do sistema. Para isso, utilizou-se a ferramenta *Control System Designer* do *MATLAB*, por meio da qual foram ajustados o ganho (K) e a posição do zero do controlador.

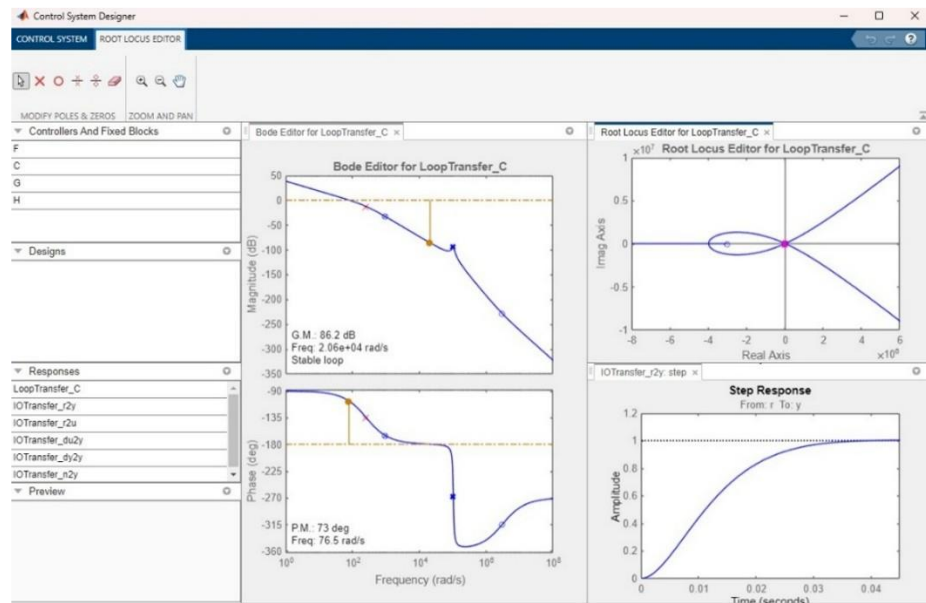
Para o projeto do controlador PI, foram estabelecidos os seguintes requisitos de desempenho:

- ❖ Margem de fase de aproximadamente 60° , de modo a garantir uma resposta estável e com sobressinal moderado;
- ❖ Frequência de cruzamento por 0 dB (ω_c) em torno de 1.500 rad/s, assegurando uma resposta suficientemente rápida sem comprometer a estabilidade;
- ❖ Erro nulo em regime permanente para uma entrada do tipo degrau, característica garantida pela presença do termo integrador do compensador.

Com base nesses requisitos o zero do controlador foi posicionado em -250 , valor escolhido de modo que a frequência de canto ficasse cerca de uma década abaixo da frequência de cruzamento desejada. O ganho proporcional $K = 0,085$ foi ajustado para que o sistema atingisse o ponto de cruzamento em 0 dB, atendendo simultaneamente às condições de margem de fase e tempo de resposta estabelecidas.

Com esses parâmetros, o sistema em malha fechada apresentou um comportamento estável e coerente com os objetivos do projeto, garantindo boa rejeição a perturbações e erro desprezível em regime permanente.

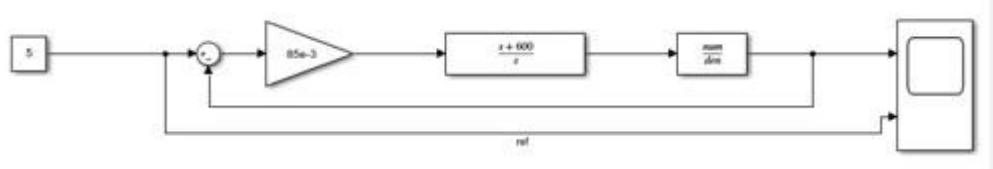
Figura 16 - Ajuste do controle via Control System Designer



Fonte - Autoria própria

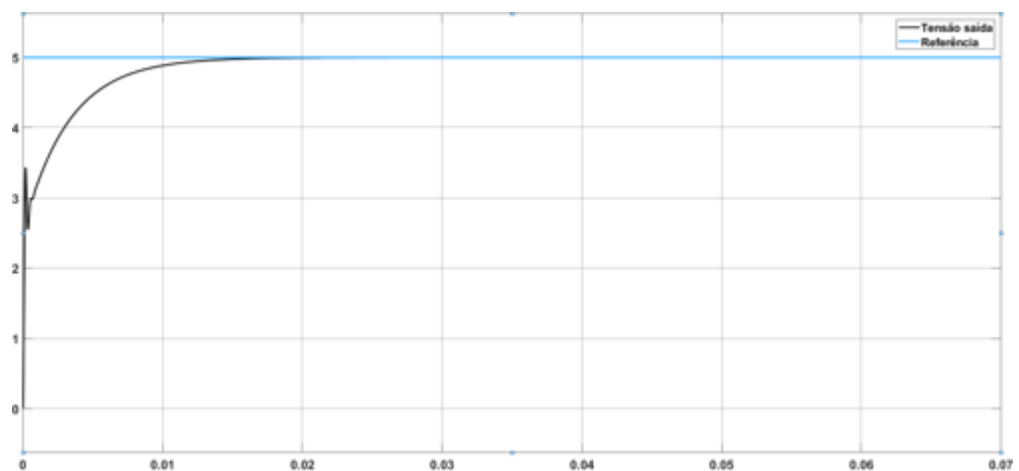
Na Figura 17 é possível observar a simulação do sistema com controle em malha fechada utilizando o *Simulink* e na Figura 18, a saída do sistema observada pelo *Scope*.

Figura 17 - Simulação do sistema em malha fechada no Simulink



Fonte - Autoria própria

Figura 18 - Saída do sistema com controle em malha fechada



Fonte - Autoria própria

A equação do controle após os ajustes dos ganhos é a descrita em (33):

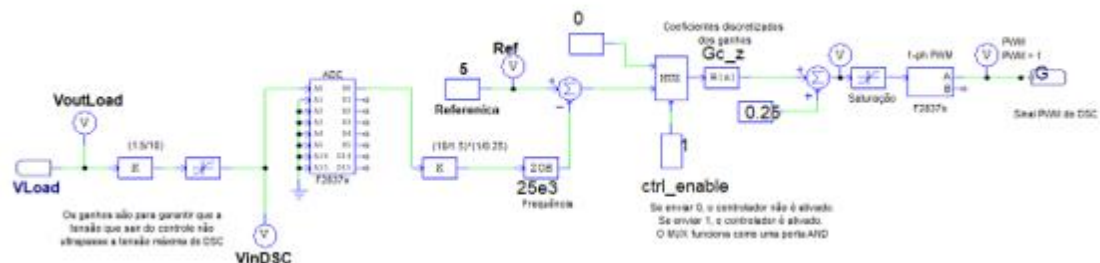
$$C(s) = 0,085 \left(\frac{s + 600}{s} \right) \quad (33)$$

Com a controle validado no Software *Matlab/Simulink* foi possível construir o controle utilizando o software PSIM.

6.3 Controle implementado no PSIM

Com as validações demonstradas anteriormente foi possível implementar o controle no PSIM, a Figura 19 demonstra o controle construído utilizando o software.

Figura 19 - Controle implementado no PSIM



Fonte- Autoria própria

À esquerda da Figura 19 é apresentada a tensão de saída do circuito antes do condicionamento de sinal. Essa tensão é submetida a um estágio de ganho com o objetivo de adequá-la à faixa de entrada do conversor analógico-digital do processador Texas Instruments F28379D, o qual opera com níveis de tensão limitados entre 0 V e 3 V. Dessa forma, o sinal é escalonado para evitar saturação e garantir a correta amostragem pelo sistema de controle digital.

Após o processamento pelo controlador, o sinal é novamente escalonado por meio de um ganho reverso, restaurando sua amplitude original para aplicação no estágio de potência. Com base nessa estrutura, estabelece-se uma tensão de referência de 5 V, sendo que tanto o sinal de referência quanto o sinal de saída condicionados são processados pelo controlador. A saída do controlador é então convertida em um sinal PWM, que é aplicado ao gate do transistor de potência responsável pelo chaveamento da tensão no conversor.

Com estas etapas finalizadas é necessário seguir para as etapas de construção com o OPAL, utilizando o *Matlab/Simulink* e o *Schematic Editor*.

6.4 Construção no *Simulink* para utilização do OPAL

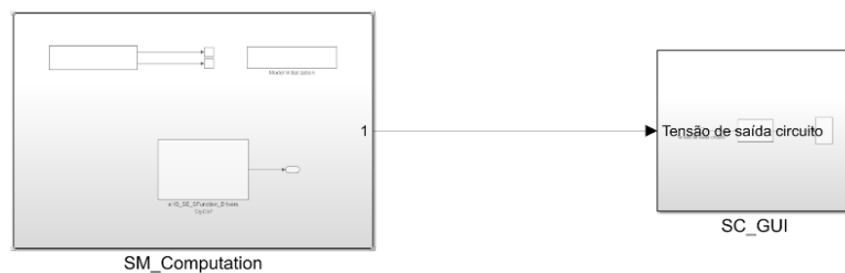
É necessário construir uma parte de interação no *Simulink* quando o circuito do conversor *Buck* é desenvolvido no *Schematic Editor* do OPAL-RT, porque o modelo físico

criado no editor precisa ser integrado ao ambiente de controle e execução em tempo real e isso é feito através do *Simulink*.

O *Schematic Editor* representa o circuito de potência (componentes elétricos, indutor, capacitor, transistor, diodo etc.), enquanto o *Simulink* representa o sistema de controle, medições e interface com o *hardware* de tempo real (OPAL).

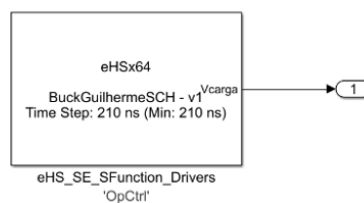
Nas Figuras 20, 21 e 22 é possível observar a construção da parte de interação dentro do *Simulink*:

Figura 20 - Diagrama completo no PSIM



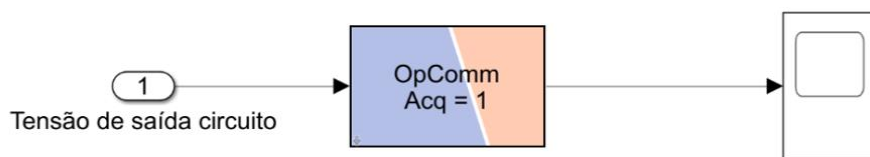
Fonte - Autoria própria

Figura 21 - Diagrama SM_COMPUTATION



Fonte - Autoria própria

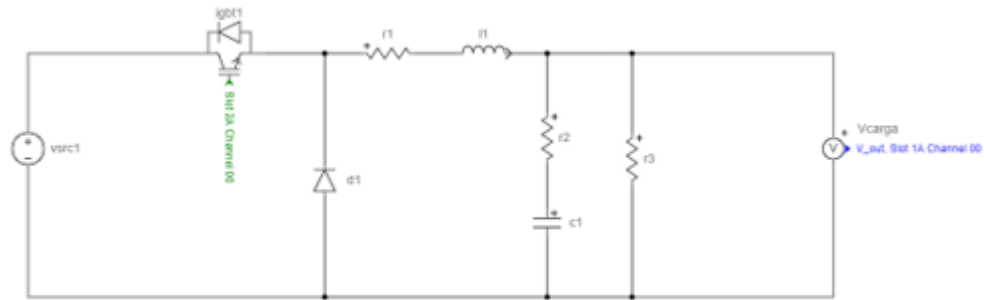
Figura 22 - Diagrama SM_GUI



Fonte 1- Autoria própria

E a construção do circuito no *Schematic Editor* pode ser observada na Figura 23:

Figura 23 - Construção do circuito no Schematic Editor



Fonte - Autoria própria

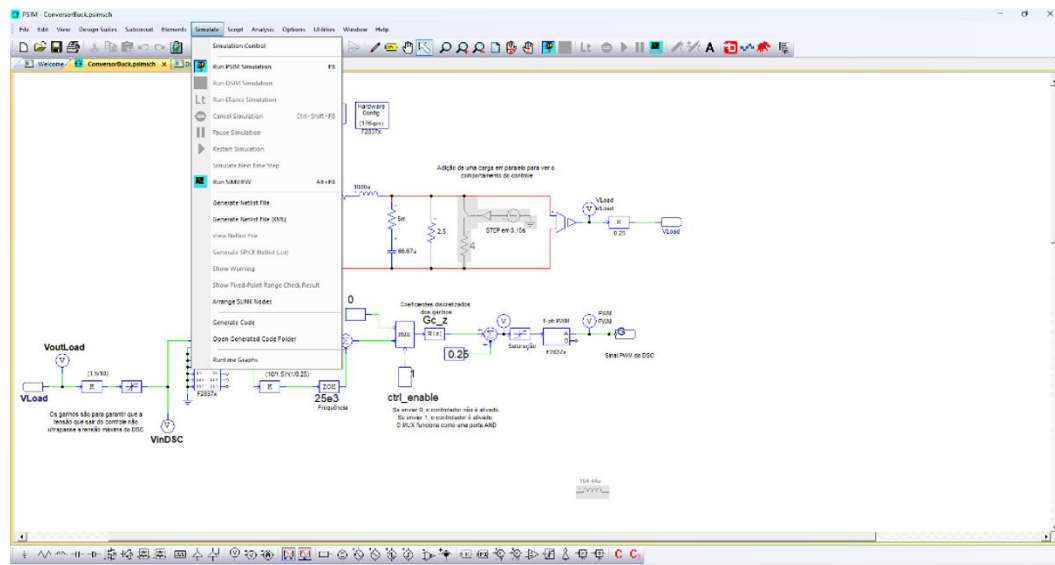
É necessário atribuir as entradas e saídas que estão sendo utilizadas na placa dentro do *Schematic Editor* para que o circuito funcione.

Com isso a parte de implementação para que o circuito funcione em tempo real no OPAL-RT está finalizada.

6.5 Geração de código utilizando o PSIM

Para que o circuito possa operar na placa de sinais é preciso que o esquemático do circuito seja transformado para a linguagem de programação C. Isto é possível fazer utilizando o próprio PSIM na opção de *Code generate*, conforme imagem abaixo:

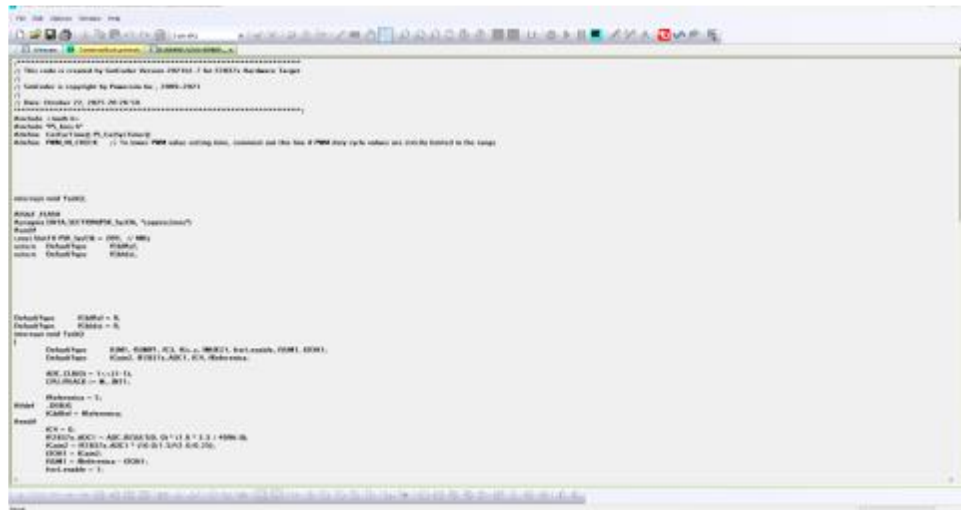
Figura 24 - Code generate no PSIM



Fonte - Autoria própria

Com o código em C gerado pelo PSIM, conforme observado na Figura 25, é possível utilizar esse código com o *Code Composer*, para que possamos controlar a simulação em tempo real.

Figura 25 - Código gerado pelo PSIM

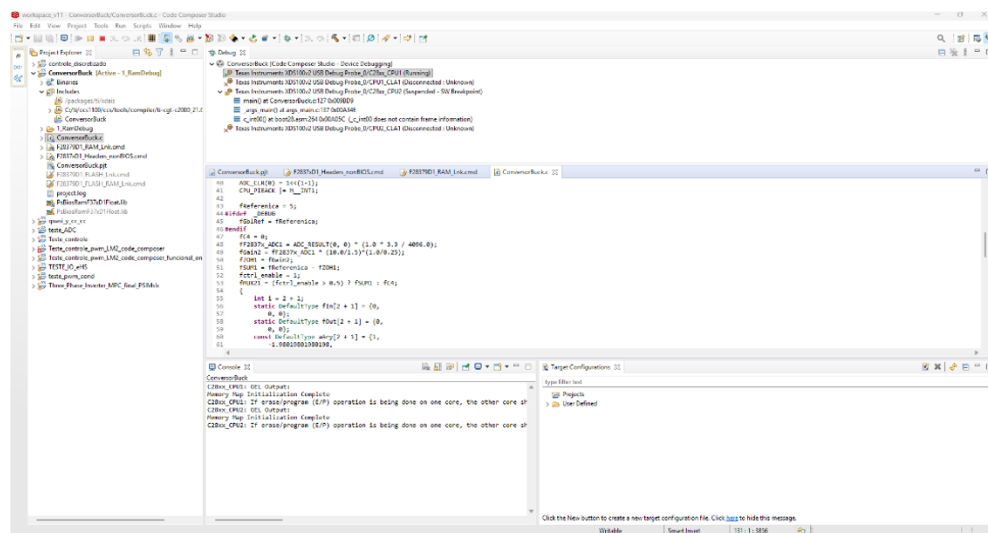


Fonte- Autoria própria

6.6 Utilização do Code Composer

Na Figura 26 é possível observar o ambiente do *Code Composer* com o código gerado pelo PSIM.

Figura 26 – Código no Code Composer



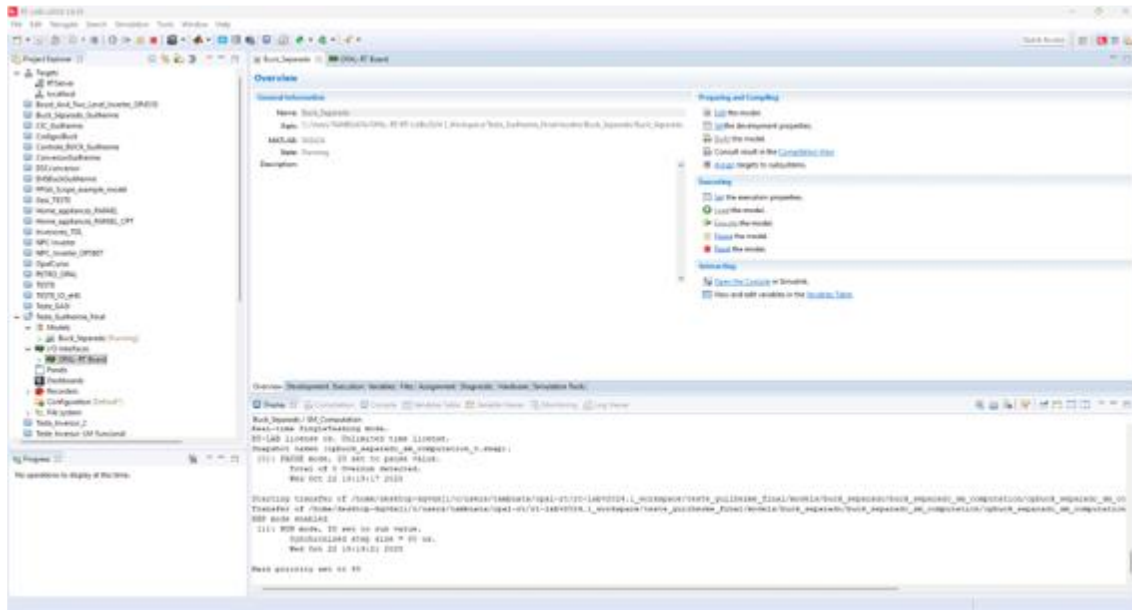
Fonte - Autoria própria

Através do *Code Composer* é possível controlar a simulação em tempo real e mudar parâmetros de controle do circuito.

6.7 RT-LAB

Na Figura 27 é possível observar o ambiente do RT-LAB onde o circuito do *Simulink* é compilado para ser executado com o simulador em tempo real (OPAL).

Figura 27- Ambiente RT-LAB



Fonte - Autoria própria

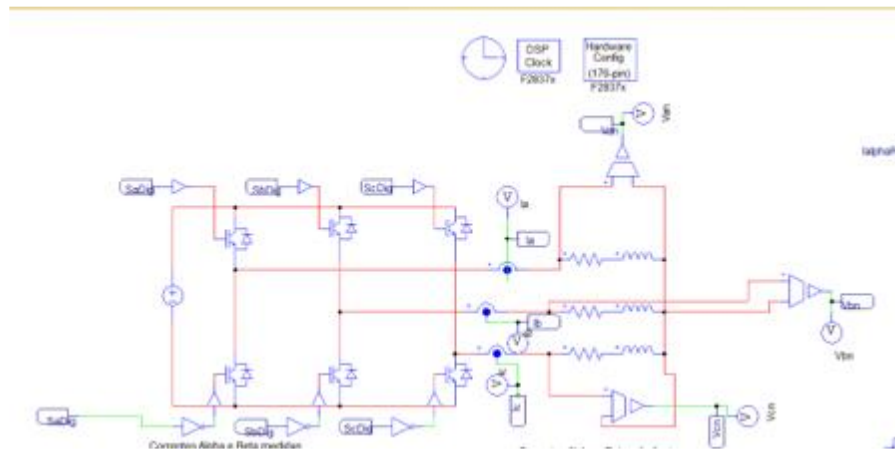
7. SIMULAÇÕES INVERSOR TRIFÁSICO CC-CA

Os capítulos seguintes e tratam das simulações envolvendo o inversor CC-CA trifásico.

7.1 Simulação PSIM

O ambiente do PSIM foi o principal ambiente utilizado para realizar as simulações, na Figura 28 é possível observar o circuito de potência do inversor trifásico construído.

Figura 28 - Circuito inversor trifásico no PSIM



Fonte - Autoria própria

Os parâmetros escolhidos para a simulação foram fornecidos através do livro de referência utilizado “*Predictive Control of Power Converters and Electric Drivers*, (RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012).”, e são descritos pela tabela 3.

Tabela 3 - Parâmetros de simulação

Vdc (V)	520
L (mH)	10
R (Ω)	10
E (V)	0
Ts (μ s)	25
I_{ref} (A)	10

Fonte – Autoria própria

7.2 Estimação das correntes

Para ser possível fazer a estimação dos valores das correntes é necessário utilizar a transformada de Clarke para converter as grandezas trifásicas do sistemas de coordenadas abc em um sistema ortogonal estacionário $\alpha\beta$. Essa transformação permite representar correntes e tensões trifásicas em duas componentes equivalentes, simplificando a análise e o desenvolvimento de estratégias de controle aplicadas a conversores e acionamentos elétricos.

No caso das correntes trifásicas i_a , i_b e i_c , as componentes no plano estacionário são obtidas pela seguinte relação:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (34)$$

A partir da expansão da matriz apresentada, obtêm-se as componentes i_α e i_β :

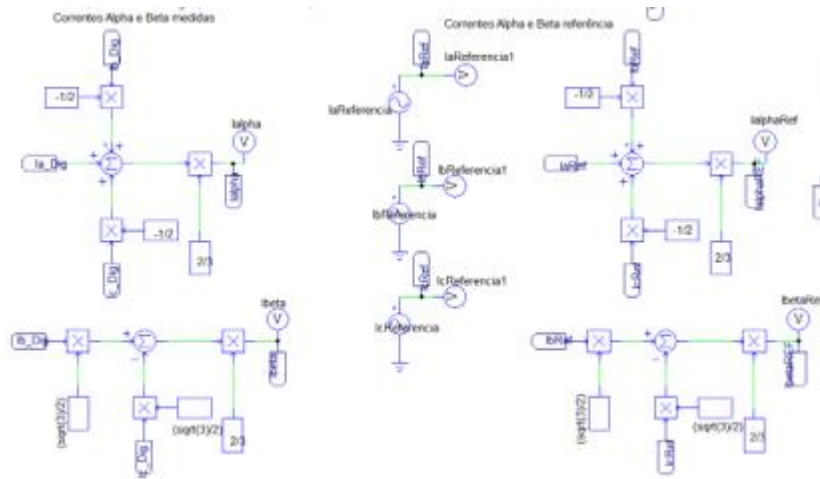
$$i_\alpha = \frac{2}{3} \left(i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right) \quad (35)$$

$$i_\beta = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} i_c \right)$$

Os coeficientes presentes na matriz de transformação são obtidos a partir das projeções geométricas das fases trifásicas, separadas por 120° , sobre um plano ortogonal estacionário. Dessa forma, a componente i_α representa a projeção no eixo horizontal, enquanto i_β representa a projeção no eixo vertical do plano $\alpha\beta$.

Essa construção foi feita no PSIM, conforme Figura 29.

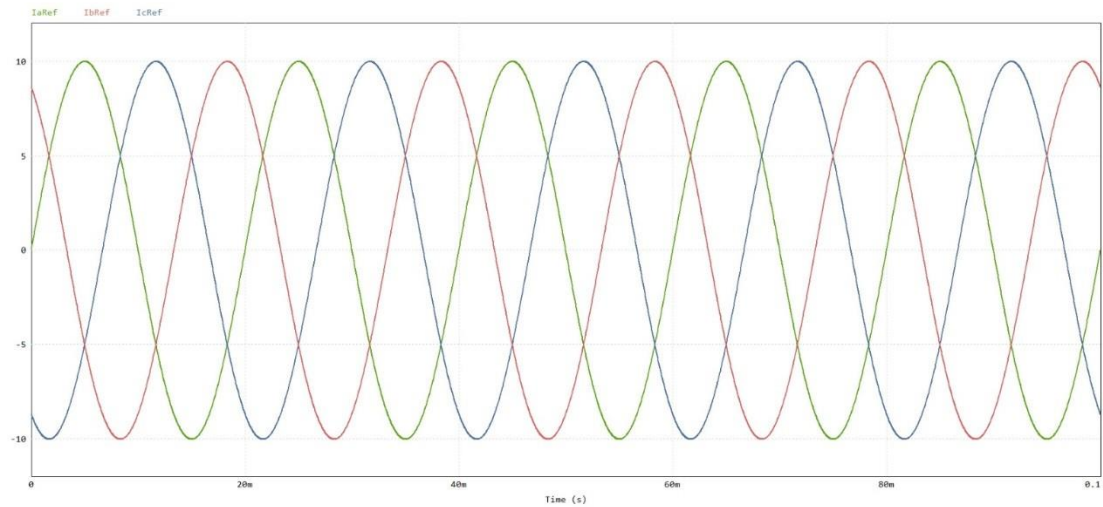
Figura 29 - Cálculo das correntes i_α e i_β



Fonte - Autoria própria

Conforme observado na Figura 30, é necessário gerar correntes de referência para cada uma das fases com defasagem de 120° e amplitude de 10 A.

Figura 30 - Correntes de referência de cada uma das fases



Fonte - Autoria própria

7.3 Algoritmo de controle preditivo.

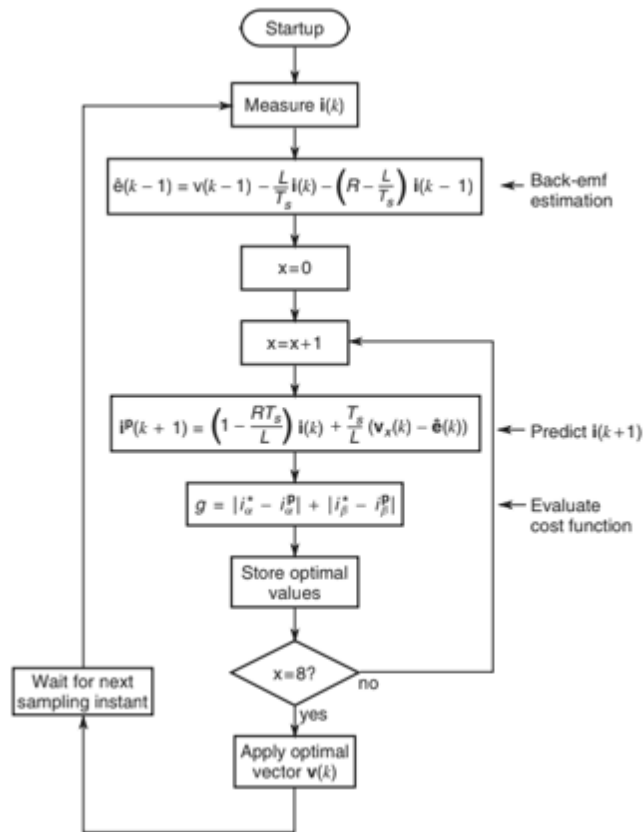
O algoritmo de controle preditivo (FCS-MPC) projetado para o inversor trifásico foi integrado à simulação no ambiente PSIM por meio do bloco *Simplified C Block*. O código completo desenvolvido em linguagem C encontra-se detalhado no Apêndice B deste trabalho.

A execução lógica do algoritmo ocorre de forma sequencial a cada período de amostragem ($T_s = 25\mu s$), obedecendo às seguintes etapas estruturadas:

- ❖ **Mapeamento dos Vetores de Tensão:** Definição dos 8 estados possíveis de chaveamento das chaves superiores do inversor ($S = \{000, 001, \dots, 111\}$). Cada combinação gera um vetor de tensão específico mapeado previamente nas componentes estacionárias V_α e V_β .
- ❖ **Predição das Correntes Futuras:** Utilização do modelo matemático discreto da carga para estimar as correntes futuras $i_{\alpha p}(k+1)$ e $i_{\beta p}(k+1)$ no próximo intervalo. Esse cálculo realiza um laço de repetição (*loop*) que avalia o impacto de cada um dos 8 vetores de tensão sobre o sistema.
- ❖ **Avaliação da Função Custo:** Aplicação de uma função matemática (g) responsável por mensurar a distância escalar absoluta entre os valores preditos de corrente e as referências estabilizadas $i_\alpha^*(k)$ e $i_\beta^*(k)$.
- ❖ **Seleção do Vetor Ótimo:** Comparação dos resultados gerados pela função custo e identificação do estado de chaveamento que resultou no menor valor de erro. O algoritmo seleciona esse índice ótimo e envia os sinais de comando correspondentes diretamente aos interruptores de potência do conversor.

O fluxo operacional e as interações internas desse algoritmo de controle de corrente preditiva podem ser visualizados de forma global no diagrama da Figura 31

Figura 31 - Diagrama do controle de corrente preditiva



Fonte - (RODRÍGUEZ; CORTÉS, 2012)

7.4 Condicionamento de sinais

Para possibilitar a aquisição das correntes e tensões medidas pelo controlador digital, foi necessário realizar o condicionamento dos sinais provenientes do sistema antes de sua aplicação às entradas analógicas da placa de controle. Essa etapa teve como objetivo adequar amplitude, offset e representação dos sinais elétricos aos limites operacionais do conversor analógico-digital (ADC) presente no processador digital.

As correntes das fases e tensões medidas foram inicialmente submetidas a blocos de ajuste de ganho, responsáveis por escalonar os sinais para níveis compatíveis com a faixa de medição suportada pela placa. Esse procedimento é necessário, pois os sinais físicos provenientes dos sensores podem apresentar amplitudes incompatíveis com a faixa de tensão admissível pelo ADC, podendo comprometer a medição ou até mesmo causar saturação do sistema de aquisição.

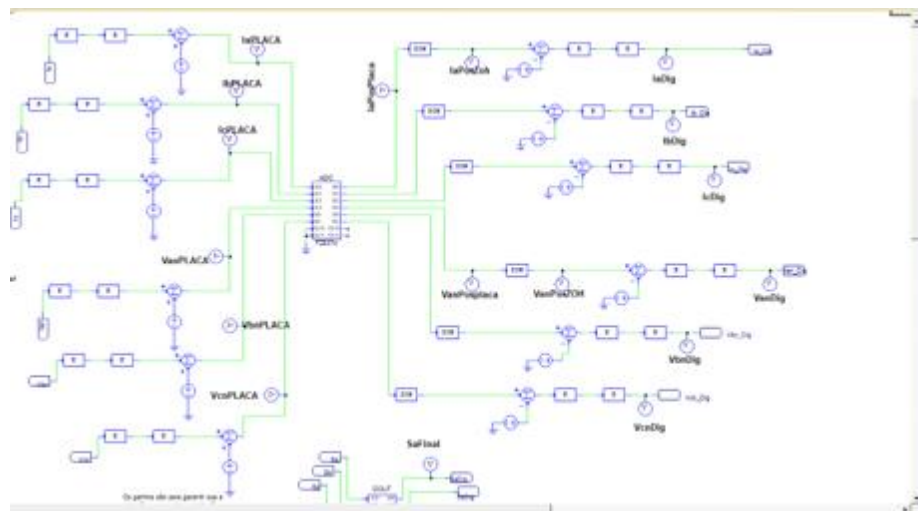
Além do ajuste de amplitude, foi realizado o deslocamento de nível (*offset*) dos sinais, permitindo converter sinais originalmente bipolares em uma faixa compatível com entradas unipolares do conversor analógico-digital. Dessa forma, valores negativos de corrente e tensão passam a ser representados dentro da faixa de operação do ADC, preservando a informação necessária para reconstrução digital do sinal.

Após a etapa de aquisição, foi realizado o processo inverso de escalonamento e compensação do *offset*, permitindo recuperar no ambiente digital valores equivalentes às grandezas físicas originais. Assim, os sinais adquiridos podem ser utilizados corretamente pelo algoritmo de controle preditivo para cálculo das correntes no plano $\alpha\beta$ e seleção do vetor ótimo de chaveamento.

Adicionalmente, foi empregado um bloco do tipo *Zero Order Hold* (ZOH), responsável por representar o comportamento amostrado do sistema digital. Esse bloco mantém o valor medido constante entre dois instantes consecutivos de amostragem, reproduzindo o funcionamento do processo de aquisição do ADC e sincronizando os sinais com o período de execução do controlador.

A Figura 32 apresenta o diagrama de condicionamento implementado para adaptação das correntes e tensões medidas ao sistema de aquisição da placa de controle.

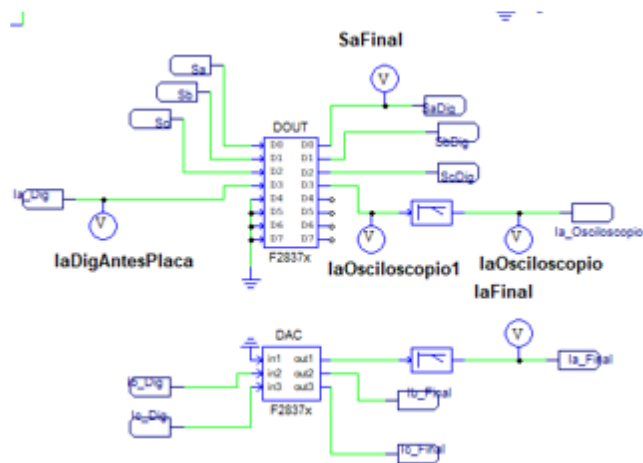
Figura 32 - Condicionamento de sinais PSIM



Fonte - Autoria própria

Além da utilização de um bloco de saída digital para poder enviar os sinais de chaveamento para a placa.

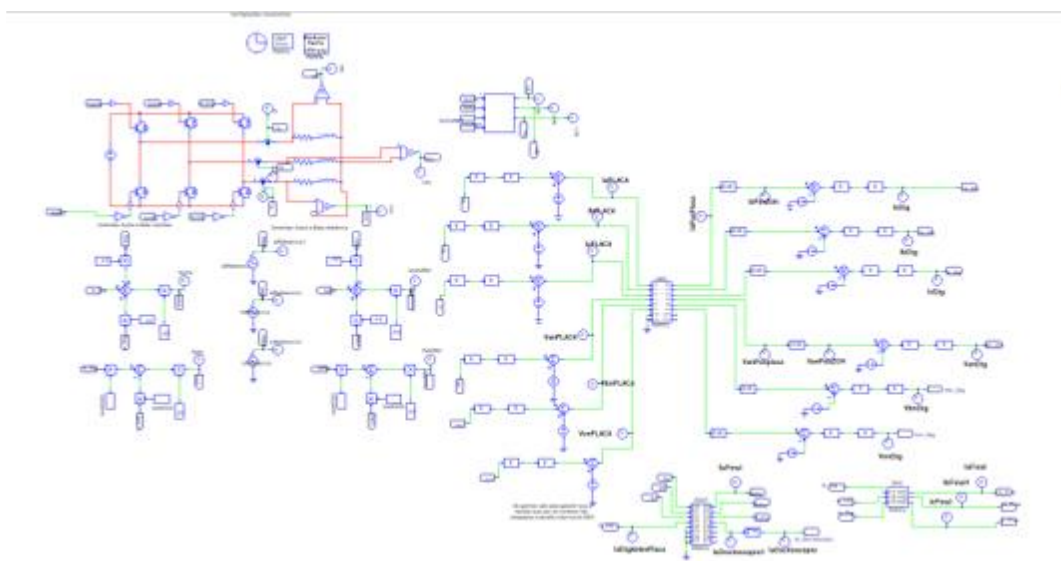
Figura 33 - Bloco de saída digital e analógica



Fonte - Autoria própria

Por fim o circuito final implementado no PSIM é o descrito pela Figura 34:

Figura 34 - Circuito geral PSIM



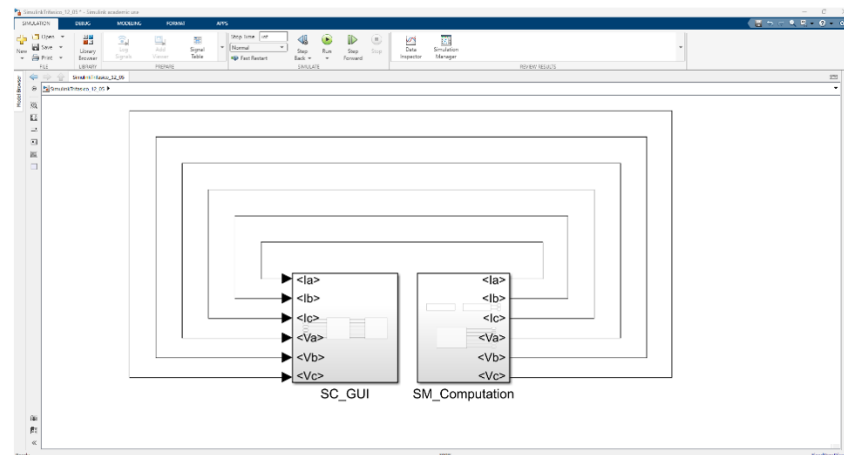
Fonte - Autoria própria

7.5 Simulação no Simulink

A integração do inversor em tempo real via OPAL-RT requer o desenvolvimento de uma interface de simulação no ambiente *Simulink*.

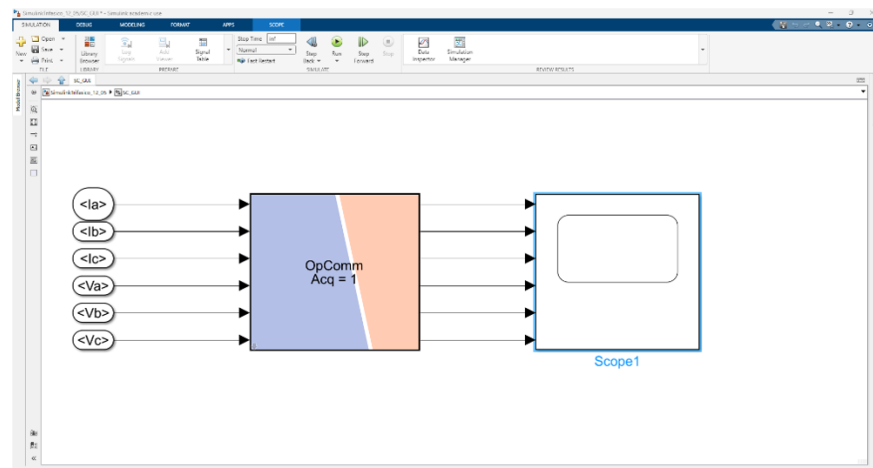
Nas próximas imagens é possível observar a construção do inversor dentro do *Simulink*:

Figura 35 - Interação entre Simulink e OPAL



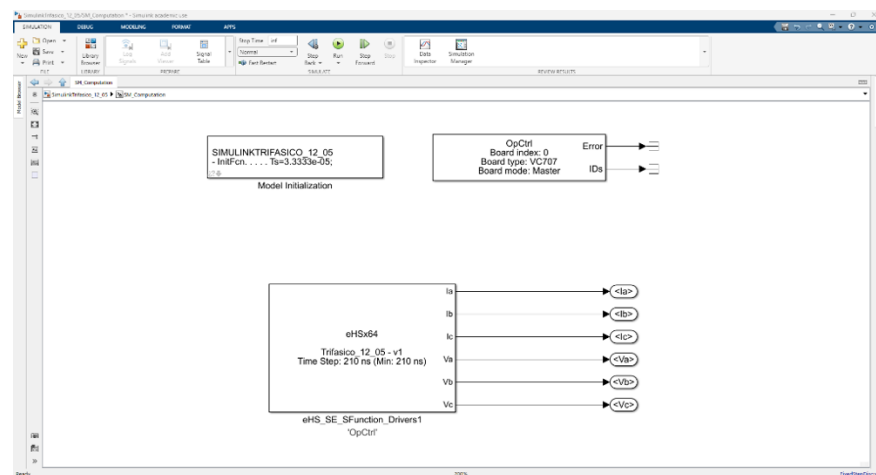
Fonte - Autoria própria

Figura 36 - Circuito GUI Simulink



Fonte - Autoria própria

Figura 37 - Bloco Computation Simulink



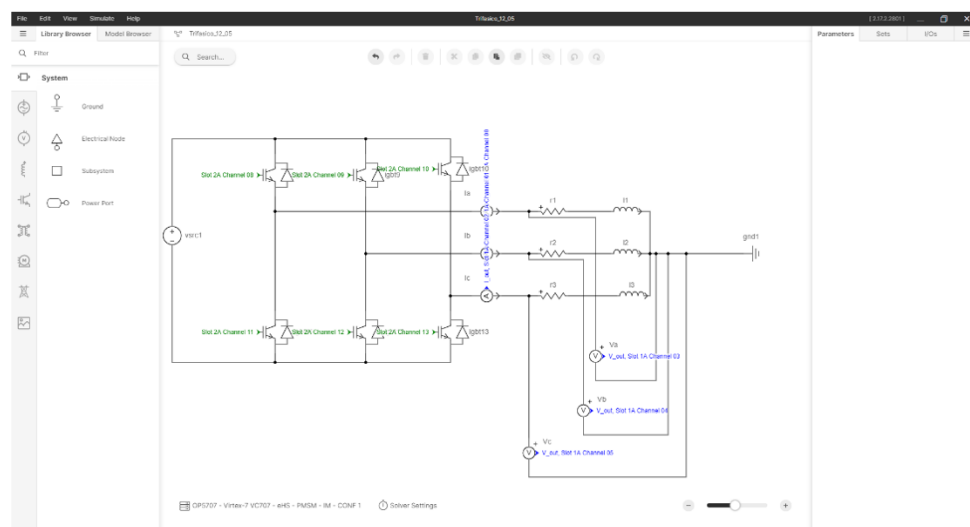
Fonte - Autoria própria

7.6 Construção do circuito no *Schematic Editor*

Uma outra parte essencial da simulação é a construção do circuito de potência no *Schematic Editor* para que ele possa interagir com o *Simulink* e rodar a simulação no OPAL em tempo real, além disto através do *Schematic Editor* é possível relacionar as entradas e as saídas analógicas ou digitais para cada etapa do circuito, ou seja, atribuir as entradas digitais que levam sinais para as chaves de potência, atribuir saídas analógicas para leitura das variáveis desejadas etc.

A construção do circuito é demonstrada na Figura 38:

Figura 38 - Circuito no *Schematic Editor*



Fonte - Autoria própria

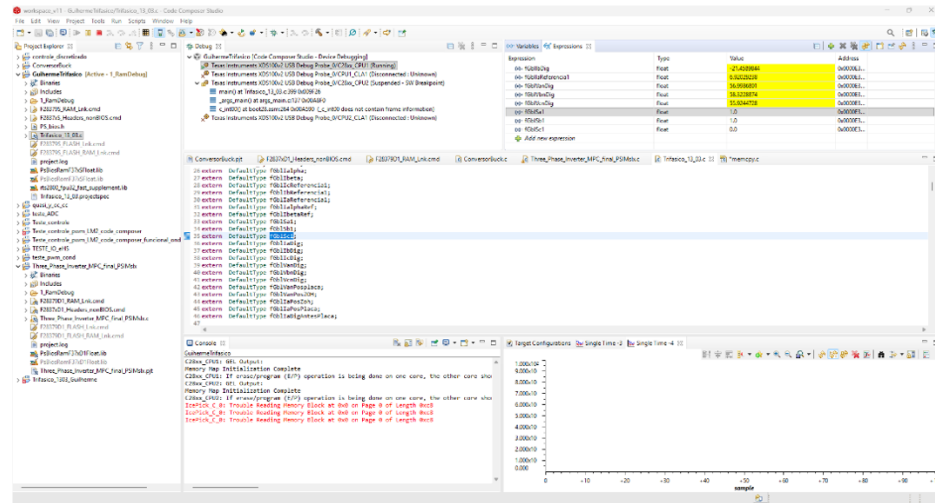
7.7 Geração de código inversor trifásico

Assim como na simulação do conversor *Buck*, é necessário gerar o código de todo o circuito no PSIM para que ele possa ser utilizado posteriormente no *Code Composer* que fará a integração entre o código fornecido e a placa utilizada.

O *Code Composer Studio* é o principal responsável por integrar o *Digital Signal Controller* com as simulações, através dele é possível rodar a simulação da aplicação em tempo real.

Na Figura 39 é possível observar o ambiente do *Code Composer* com o código fornecido pelo PSIM funcionando em tempo real.

Figura 39 - Code Composer inversor trifásico



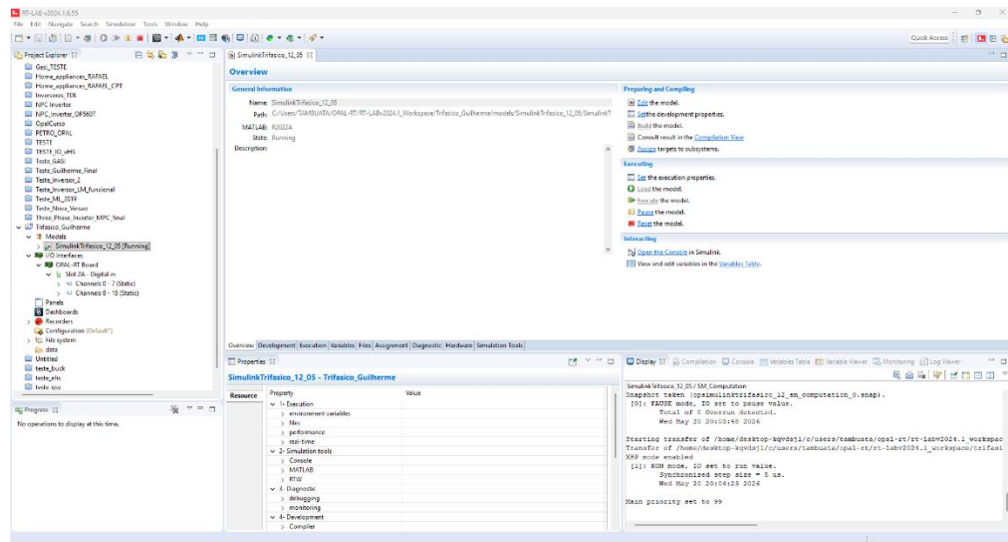
Fonte - Autoria própria

7.8 RT-LAB inversor trifásico

O RT-LAB é o principal responsável por compilar o circuito construído no *Simulink* para ser executado com o simulador em tempo real (OPAL).

Na Figura 40 é possível observar o ambiente do RT-LAB com o circuito construído no *Simulink*.

Figura 40 - Ambiente RT-LAB inversor trifásico



Fonte - Autoria própria

8. RESULTADOS

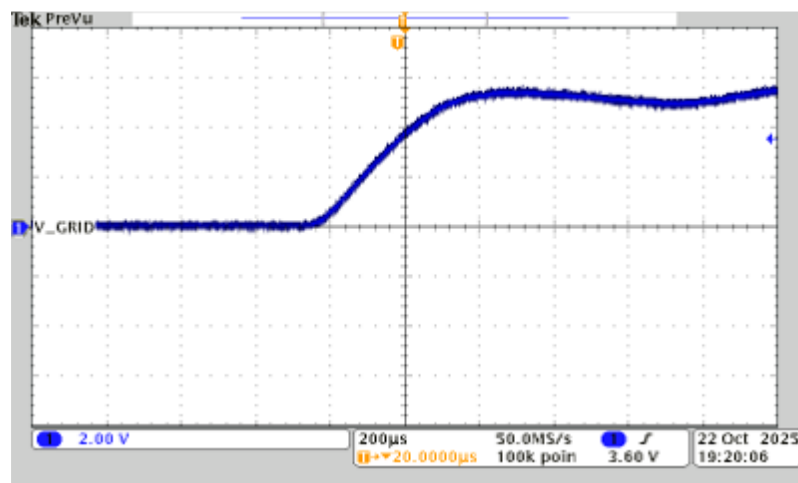
Com toda metodologia explicada no capítulos anteriores foi possível executar a simulação utilizando o simulador em tempo rela (OPAL 5700) e o controlador digital de sinais DSC F28379D.

Pode-se comparar os resultados obtidos durante as simulações no PSIM e os resultados obtidos com a simulação em tempo real.

8.1 Resultados conversor *Buck*

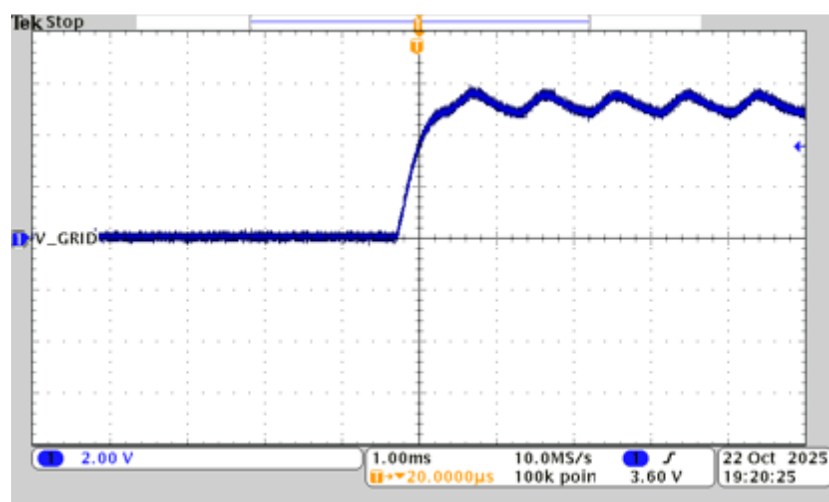
Nas Figuras 41 a 45 é possível observar o comportamento do sistema nas simulações em tempo real.

Figura 41 - tensão de saída do sistema no Osciloscópio



Fonte - Autoria própria.

Figura 42 - tensão de saída do sistema



Fonte - Autoria própria

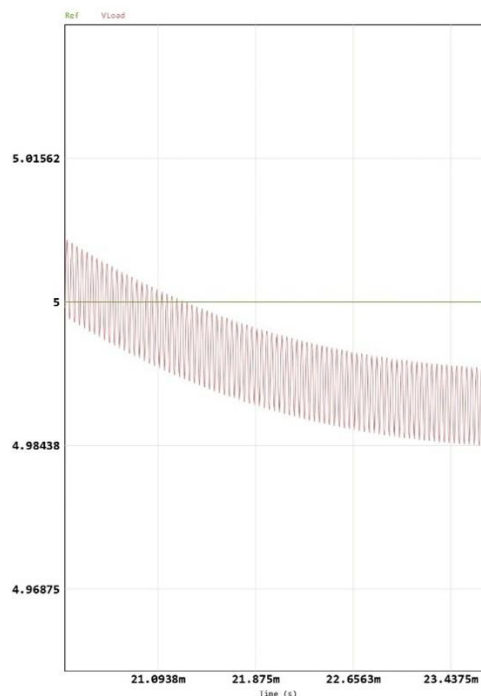
A oscilação na tensão de saída pode ser explicada por alguns fatores principais:

- ❖ Dimensionamento do filtro LC, caso o indutor ou capacitor possuam valores menores que o ideal o filtro não consegue atenuar adequadamente o *Ripple*.
- ❖ Efeitos práticos de layout e medições, em ensaios reais o *Ripple* medido pode aumentar devido a ruídos de chaveamento, devido as pontas de prova etc.

A escala do osciloscópio é de 2 Volts/Divisão, e observando o comportamento da forma de onda é possível observar a tensão de saída em 5 V adicionado de um *Ripple* de tensão que foi especificado em um dos capítulos anteriores.

Para efeito de comparação com o PSIM é possível observar o *Ripple* de tensão de alta frequência na Figura 42:

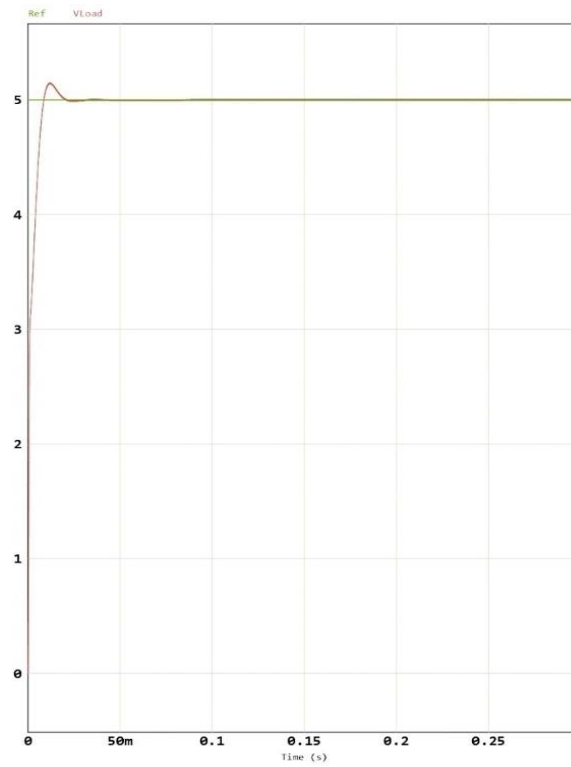
Figura 43 – *Ripple* de tensão de alta frequência observado no PSIM



Fonte- Autoria própria

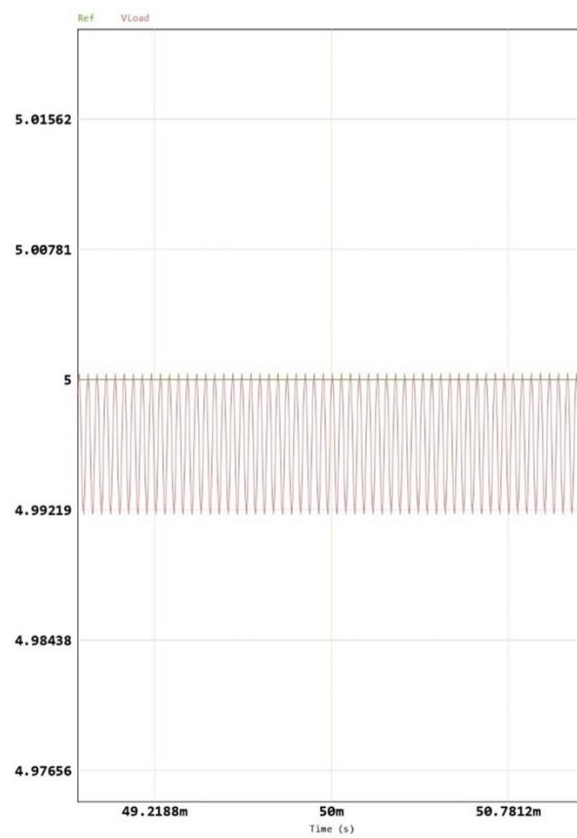
Como é possível observar a tensão de saída ultrapassa um pouco a tensão de referência, porém dentro do valor do *Ripple* de tensão estabelecido anteriormente de 4% do valor de referência de 5 V que resulta em um valor de 5,2 V que é menor que o valor de 5,09V observado na forma de onda. Utilizando um valor de indutância de 1mH é possível diminuir o *Ripple* de tensão, mantendo a tensão de saída mais contínua.

Figura 44 - Tensão de saída com indutor de 1 mH



Fonte - Autoria própria

Figura 45 - Ripple de tensão com indutância de 1 mH



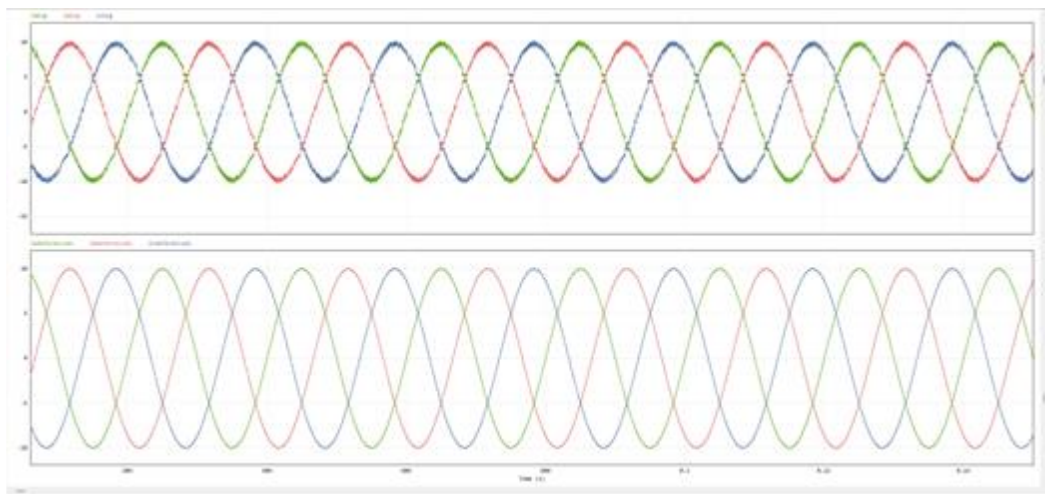
Fonte - Autoria própria

Com um valor de indutância maior o *Ripple* de tensão é menor o que resulta em uma tensão mais constante e próxima do valor de 5 Volts. Estas modificações nos parâmetros do circuito demonstram um outro ponto positivo desta metodologia de prototipagem rápida que é a modificação e teste no circuito de forma rápida e prática.

8.2 Resultados Inversor trifásico

Na Figura 46 é possível observar os valores de corrente de referência em comparação com os valores de corrente previsto pelo sistema.

Figura 46 - Correntes de referência e correntes previstas

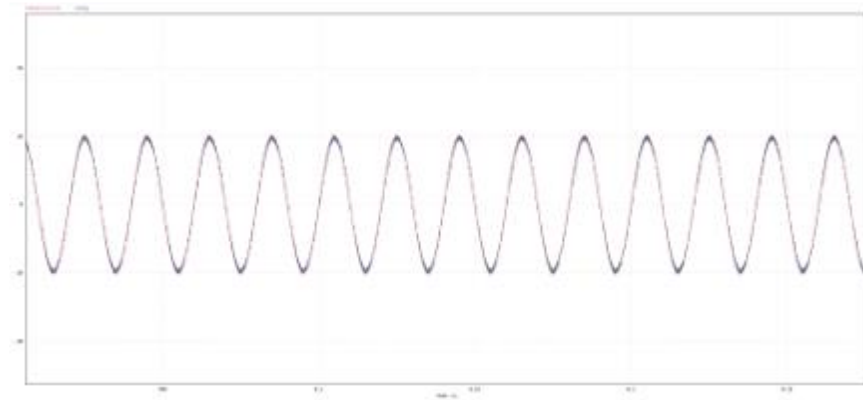


Fonte - Autoria própria

Como pode ser observado pela Figura 46 as correntes de referência e as correntes previstas seguem o mesmo padrão, apenas contendo nas correntes previstas pequenas oscilações de valores seguindo a senoide de referência. Para poder diminuir esse *Ripple* de corrente existe seria necessário utilizar um tempo de amostragem menor, como $T_s = 100 \mu s$, no entanto diminuindo o tempo de amostragem a frequência de chaveamento aumentaria.

Levando a comparação em um escopo menor, utilizando apenas a corrente da fase A e a corrente de referência da fase A é possível enxergar de maneira mais clara o funcionamento do sistema.

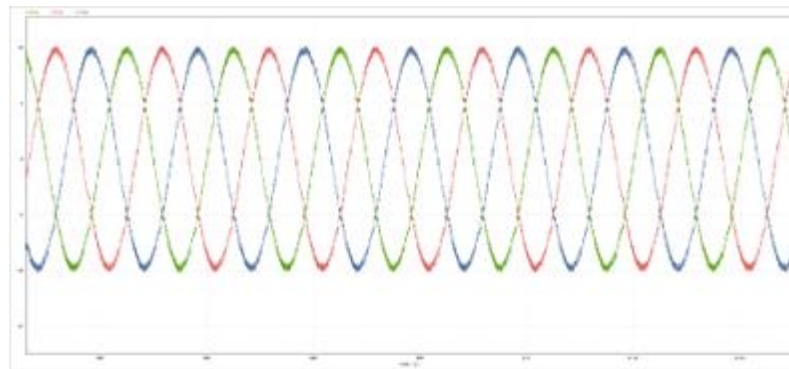
Figura 47 - Corrente I_a e corrente de referência I_{a_ref}



Fonte - Autoria própria

E por fim, analisando as correntes previstas em cada uma das fases:

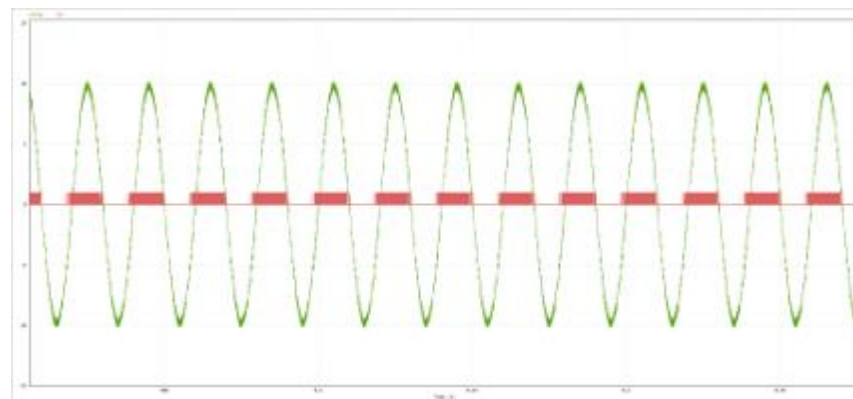
Figura 48 - Correntes previstas em cada fase



Fonte - Autoria própria

Na Figura 49 é possível obter a comparação da corrente da fase com o sinal de sua respectiva chave de potência S_a .

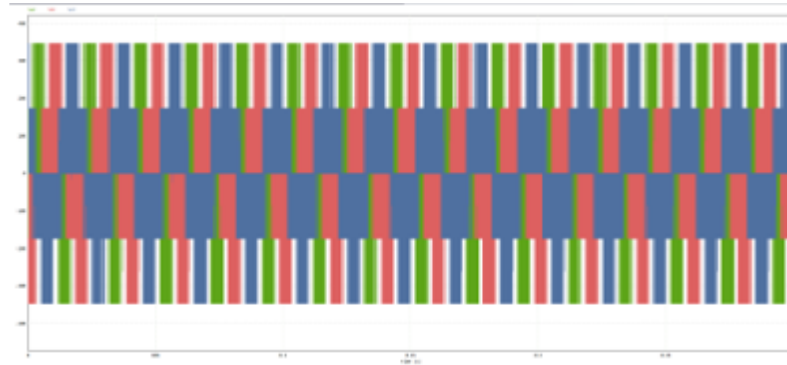
Figura 49 - Corrente fase A e sinal da chave de potência



Fonte - Autoria própria

É possível observar também a tensão em cada uma das fases do circuito:

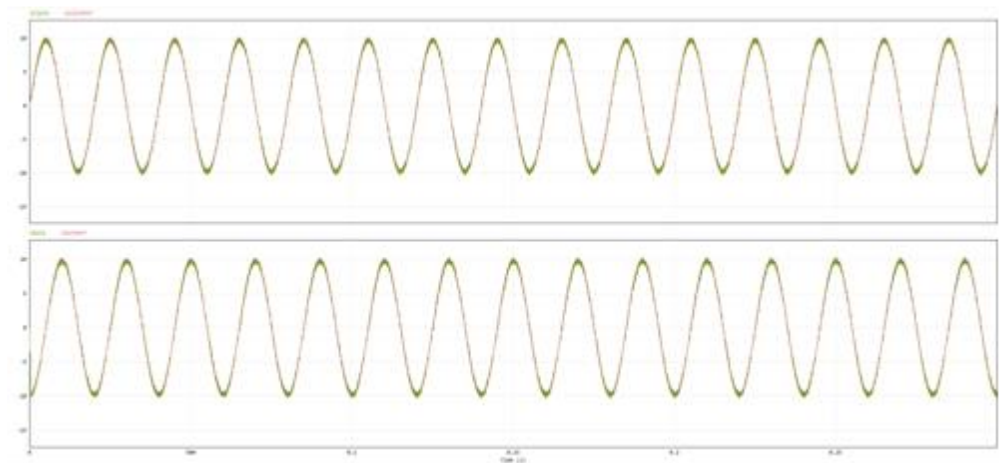
Figura 50 - Tensões em cada uma das fases do circuito



Fonte - Autoria própria

E por fim, as correntes alpha e beta, com seus valores previstos e valores de referência.

Figura 51 - Correntes alpha e beta



Fonte - Autoria própria

Conforme observado nos resultados apresentados nos gráficos anteriores, a estratégia de controle preditivo de corrente demonstrou desempenho satisfatório no rastreamento das referências estabelecidas.

9 CONCLUSÕES

O presente trabalho teve como objetivo o projeto, modelagem, controle e implementação de sistemas conversores de potência, empregando metodologias de prototipagem rápida de controle (PRC) e o conceito de HIL para validação em tempo real. Inicialmente, foram definidos os parâmetros de operação dos sistemas analisados e selecionados os componentes e estratégias de controle de acordo com os requisitos de desempenho estabelecidos.

No estudo do conversor CC-CC do tipo *Buck*, por meio da modelagem matemática e das simulações computacionais, foi possível analisar o comportamento dinâmico do sistema e projetar um controlador PI adequado para garantir a estabilidade e o rastreamento eficiente da tensão de saída. A implementação do controle em ambiente HIL permitiu validar o desempenho do conversor em condições próximas às reais, assegurando resultados consistentes com as expectativas teóricas. Os resultados obtidos demonstraram operação estável em malha fechada, mantendo a tensão de saída dentro dos limites desejados e apresentando resposta dinâmica satisfatória frente a variações de carga. Entretanto, observou-se a presença de *Ripple* de alta frequência inerente ao chaveamento do conversor, sugerindo a necessidade de refinamento adicional no filtro de saída para minimização desse efeito.

Além do conversor *Buck*, o trabalho contemplou a modelagem e análise de um conversor trifásico controlado por meio de uma estratégia de controle preditivo de corrente (*Model Predictive Control* – MPC). Diferentemente da abordagem clássica baseada em controladores PI associados à modulação PWM, a técnica preditiva permitiu selecionar diretamente os estados de chaveamento do inversor a partir da avaliação de uma função custo, baseada no erro entre as correntes previstas e as correntes de referência no plano estacionário ($\alpha\beta$). A utilização da Transformada de Clarke e do modelo discreto do sistema possibilitou prever o comportamento futuro das correntes e determinar, a cada período de amostragem, o vetor de tensão mais adequado para minimizar o erro de rastreamento.

Os resultados obtidos demonstraram que a estratégia de controle preditivo apresentou desempenho satisfatório no acompanhamento das correntes de referência, mantendo comportamento compatível com as formas de onda desejadas e resposta dinâmica adequada frente às condições de operação analisadas. Observou-se a presença de pequenas oscilações associadas ao processo de chaveamento e ao período de amostragem adotado, comportamento característico desse tipo de estratégia de controle. Ainda assim, a metodologia demonstrou elevada capacidade de rastreamento e rápida resposta dinâmica, evidenciando sua

aplicabilidade em sistemas de eletrônica de potência que demandam elevado desempenho transitório.

10. TRABALHOS FUTUROS

Embora os objetivos propostos neste trabalho tenham sido alcançados, diversas possibilidades de continuidade podem ser exploradas com o intuito de ampliar as funcionalidades da plataforma desenvolvida e aprofundar a análise dos conversores eletrônicos de potência.

Uma das possibilidades consiste na realização de análises térmicas dos dispositivos semicondutores utilizados nos conversores. A partir da estimação das perdas de condução e chaveamento, seria possível determinar o comportamento térmico dos componentes durante a operação, permitindo avaliar sua temperatura de junção e sua influência sobre o desempenho e a confiabilidade do sistema.

Outra extensão relevante refere-se à análise dos esforços elétricos impostos aos semicondutores, incluindo os níveis de corrente e tensão suportados durante diferentes condições de operação. Essas informações podem ser utilizadas para estimar o desgaste dos componentes ao longo do tempo, contribuindo para estratégias de manutenção preditiva e preventiva, além de auxiliar na seleção adequada dos dispositivos empregados no projeto.

A incorporação dessas análises também pode contribuir para o aumento da vida útil dos equipamentos, redução de falhas operacionais e diminuição dos custos associados à manutenção corretiva, tornando os sistemas mais confiáveis e economicamente viáveis para aplicações industriais.

Além disso, como continuidade deste trabalho, propõe-se a construção física de um dos conversores estudados, permitindo a validação experimental completa dos resultados obtidos em ambiente de simulação e HIL. A implementação prática possibilitaria comparar diretamente os resultados simulados, os testes em tempo real e o comportamento real do sistema, fornecendo uma avaliação mais abrangente da precisão dos modelos desenvolvidos e das estratégias de controle implementadas.

Por fim, a plataforma desenvolvida pode ser utilizada para a implementação e validação de outras técnicas avançadas de controle, tais como diferentes variantes de controle preditivo, controle adaptativo e estratégias baseadas em inteligência artificial, ampliando as possibilidades de pesquisa e desenvolvimento na área de eletrônica de potência.

REFERÊNCIAS

- ABU-SIADA, A.; ISLAM, S. Chapter 23 – Applications of Power Electronics in Renewable Energy Systems. In: *Power Electronics Handbook*. [S.l.]: [s.n.], 2024.
- BÉLANGER, J.; VENNE, P.; PAQUIN, J.-N. The what, where and why of real-time simulation. Planet-RT / OPAL-RT Technologies, 2010.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2. ed. Secaucus, NJ: Kluwer Academic Publishers / Springer, 2001.
- GASPAR, J. F.; PINHEIRO, R. F.; MENDES, M. J. G. C.; KAMARLOUEI, M.; GUEDES SOARES, C. Review on *Hardware-in-the-Loop* simulation of wave energy converters and power take-offs. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 191, article 114144, 2024.
- GONZÁLEZ-LONGATT, F.; ARNALTES, S.; RODRÍGUEZ-AMENEDO, J. L. Low-frequency oscillations damping with doubly-fed induction generators embodying grid ... *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 2024.
- HERCOG, D.; ĆURKOVIĆ, M.; JEZERNIK, K. Rapid control prototyping using *MATLAB/Simulink* and a DSP-based motor controller. *International Journal of Engineering Education*, v. 21, n. 4.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. 3. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2003.
- PANDEY, S.; DAMRON, N.; MCINTYRE, M. Rapid control prototyping platform for grid connected electrical energy conversion systems. In: *Proceedings of SoutheastCon 2024*. 2024. p. 1599-1604.
- RASHID, Muhammad H. *Power electronics: devices, circuits and applications*. 4. ed. Harlow: Pearson Education, 2014.
- RODRIGUEZ, José; CORTÉS, Patricio. *Predictive control of power converters and electrical drives*. Hoboken: John Wiley & Sons, 2012.
- RODRÍGUEZ, J.; CORTÉS, P. et al. "Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6), 2009.
- ROZHKOV, A. N.; MOSTOVOI, D. V.; RASHITOV, P. A.; BADALYAN, A. V.; ZHURAVLEV, I. I.; KRASNOPEROV, R. N. Implementation of Power Electronics Devices Control Systems Based on a Real-Time Operating System. In: *Proceedings of the 2024 6th International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE)*. 2024.
- SHENBAGALAKSHMI, R.; VIJAYALAKSHMI, S.; MARIMUTHU, M. Power electronic converters for grid integration of renewable energy sources. In: *Power Systems Operation with 100 % Renewable Energy Sources*. [S.l.]: Elsevier, 2024. p. 203-228.

APÊNDICE A

Modelagem da função de transferência

```

clc;
clear all;
close all;
% Declaração dos valores
Vg = 12;           % Tensão de entrada [V]
L = 194.44e-6;     % Indutância [H]
C = 30e-6;         % Capacitância [F]
R = 2.5;           % Resistência [ $\Omega$ ]
D = 0.54;          % Razão cíclica
Vout = 5;          % Tensão de saída [V]
% Cálculo de parâmetros auxiliares
Wn = 1 / sqrt(L*C); % Frequência natural
Qsi = (sqrt(L*C)) / (2*R*C); % Fator de amortecimento (Qsi)
% Função de transferência do conversor Buck
num = Vg / (L*C); % Numerador
den = [1 1/(R*C) 1/(L*C)]; % Denominador
Trans = tf(num, den); % Função de transferência
% Resposta ao degrau
step(Trans);
title('Resposta ao Degrau da Função de Transferência do Conversor Buck');
grid on;

```

Modelagem do controlador

```
sisotool(Trans);
```

Através do SISO Tool foi possível projetar o controlador. Os parâmetros abaixo foram obtidos experimentalmente no Sisotool. A função de controle está definida como "Controle3".

```

numControle3 = [0.15 30];
denControle3 = [1 0];
FunControl = tf(numControle3, denControle3);

```

Outro conjunto de parâmetros obtido pelo SISO Tool. A função de controle está definida como "Controle5".

```

numControle5 = 0.06 * [1 500];
denControle5 = [1 0];
FunControl2 = tf(numControle5, denControle5);

```

APÊNDICE B

Código do *Simplified C Block*

```
#include <math.h>

/* ===== Parâmetros ===== */
double Ts = 25e-6;
double L = 0.01;
double R = 10.0;
double Vdc = 520.0;

/* ===== Entradas ===== */
double ialpha = x1;
double ibeta = x2;
double ialpha_ref = x3;
double ibeta_ref = x4;

/* ===== Estados de chaveamento ===== */
int S[8][3] = {
    {0,0,0},
    {1,0,0},
    {1,1,0},
    {0,1,0},
    {0,1,1},
    {0,0,1},
    {1,0,1},
    {1,1,1}
};

/* ===== Vetores de tensão ===== */
double V_alpha[8] = {
    0,
    (2.0/3.0)*Vdc,
    (1.0/3.0)*Vdc,
    -(1.0/3.0)*Vdc,
    -(2.0/3.0)*Vdc,
    -(1.0/3.0)*Vdc,
    (1.0/3.0)*Vdc,
    0
};

double V_beta[8] = {
    0,
    0,
    (sqrt(3)/3.0)*Vdc,
    (sqrt(3)/3.0)*Vdc,
    0,
    -(sqrt(3)/3.0)*Vdc,
```

```

    -(sqrt(3)/3.0)*Vdc,
    0
};

/* ===== Inicialização ===== */
double min_cost = 1e12;
int best_state = 0;
int i;

/* ===== MPC ===== */
for(i = 0; i < 8; i++)
{
    double valpha = V_alpha[i];
    double vbeta  = V_beta[i];

    /* ===== Predição k+1 ===== */
    double ialpha_k1 = ialpha + (Ts/L)*(valpha - R*ialpha);
    double ibeta_k1  = ibeta  + (Ts/L)*(vbeta  - R*ibeta);

    /* ===== Predição k+2 ===== */
    double ialpha_k2 = ialpha_k1 + (Ts/L)*(valpha - R*ialpha_k1);
    double ibeta_k2  = ibeta_k1  + (Ts/L)*(vbeta  - R*ibeta_k1);

    /* ===== Função custo ===== */
    double cost =
        (ialpha_ref - ialpha_k2)*(ialpha_ref - ialpha_k2)
        + (ibeta_ref  - ibeta_k2)*(ibeta_ref  - ibeta_k2 );

    if(cost < min_cost)
    {
        min_cost = cost;
        best_state = i;
    }
}

/* ===== Saídas ===== */
y1 = S[best_state][0];
y2 = S[best_state][1];
y3 = S[best_state][2];

```