

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO  
CENTRO TECNOLÓGICO  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROJETO DE GRADUAÇÃO**

**LAILA SINDRA RIBEIRO**

**ANÁLISE E SIMULAÇÕES DA PONTE MONOFÁSICA COM  
CÉLULA T OPERANDO COMO STATCOM**

VITÓRIA  
2020

LAILA SINDRA RIBEIRO

**ANÁLISE E SIMULAÇÕES DA PONTE MONOFÁSICA COM  
CÉLULA T OPERANDO COMO STATCOM**

Parte manuscrita do Projeto de Graduação da aluna **Laila Sindra Ribeiro**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheira Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti.

VITÓRIA  
2020


LAILA SINDRA RIBEIRO

**ANÁLISE E SIMULAÇÕES DA PONTE MONOFÁSICA COM CÉLULA  
T OPERANDO COMO STATCOM**

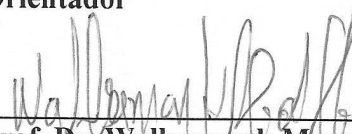
Parte manuscrita do Projeto de Graduação da aluna **Laila Sindra Ribeiro**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheira Eletricista.

Aprovada em 04 de dezembro de 2020.

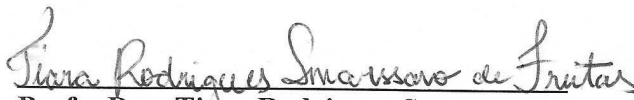
**COMISSÃO EXAMINADORA:**



**Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti**  
Universidade Federal do Espírito Santo  
Orientador



**Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos**  
Universidade Federal do Espírito Santo  
Examinador



**Profa. Dra. Tiara Rodrigues Smarssaro de Freitas**  
Universidade Federal do Espírito Santo  
Examinadora

A Deus e à minha família.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço em primeiro lugar a Deus, que sempre cuida de mim, mesmo sem merecer. É seu Amor incondicional que me dá forças para prosseguir em meio às dificuldades. Agradeço também à minha família pelo incentivo e suporte constantes e pelo exemplo, que motivaram a dedicação aos estudos desde a formação básica até o curso superior.

Agradeço aos professores da UFES pelo conhecimento transmitido ao longo do curso. Embora cada um tenha contribuído para minha formação, alguns desempenharam um papel especial. Portanto quero agradecer nominalmente: ao professor Alancardek Pereira Araújo do Departamento de Matemática pela primeira oportunidade como bolsista em estudo dirigido; aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica Domingos Sávio Lyrio Simonetti e Tiara Rodrigues Smarssaro de Freitas, pela oportunidade de iniciação científica e publicação do primeiro artigo em congresso; Celso José Munaro, pela oportunidade de participação em projeto de pesquisa e publicação do segundo artigo em congresso; Jorge Leonid Aching Samatelo, pela dedicação e conhecimento transmitido em três disciplinas; Edson de Paula Ferreira, pela disciplina de Controle Inteligente e dedicação como chefe do departamento; Alessandro Mattedi pela disciplina de Análise e Modelagem de Sistemas Dinâmicos e pela dedicação, atenção e cuidado com os alunos durante o período em que foi coordenador de curso. Tenho uma admiração muito especial por vocês.

Agradeço aos meus tutores e colegas da EDP pela orientação durante o estágio, em especial ao Felipe Kuster de Freitas pela oportunidade de escrever o terceiro artigo para submissão em congresso e ao Edson Barbosa da Silva Junior pela amizade, conselhos e liderança como gestor.

Cada um de vocês teve papel fundamental na minha formação e auxiliaram a construir um conjunto de experiências que será aprimorado durante minha carreira.

## RESUMO

Este trabalho apresenta análises e simulações de uma ponte monofásica com célula T, um conversor de 5 níveis, operando como STATCOM. Foram testadas as técnicas de modulação por largura de pulso com múltiplas portadoras e com múltiplas referências, filtros L e LCL e controladores proporcional integral, *fuzzy* e perturba e observa (P&O). Inicialmente é feita uma revisão sobre os tópicos mencionados anteriormente, seguido pelos detalhes de projeto e implementação de um STATCOM de 4 kvar no *software* MATLAB e *Simulink*. Após os detalhes de projeto, são apresentados os resultados obtidos, conclusões e sugestão de trabalhos futuros e as referências bibliográficas citadas. Os resultados das simulações demonstraram que a ponte monofásica com célula T pode operar bem como STATCOM, corrigindo o fator de potência pouco após ser acionada. Durante a análise das técnicas de modulação implementadas, não foram observadas diferenças significativas no espectro harmônico da tensão. Quanto aos filtros, observou-se que a atenuação de harmônicos no filtro LCL é bem maior, embora também haja maior redução na amplitude da componente na frequência fundamental. Por fim, a comparação entre os controladores revelou que o *fuzzy* apresenta melhor desempenho, porém é possível utilizar os outros controladores desde que ajustados para operação com baixa carga.

Palavras-chave: Conversor multinível. STATCOM. Modulação por largura de pulso. Filtros. Proporcional e integral. *Fuzzy*. Perturba e observa.

## **ABSTRACT**

This work presents analysis and simulations of a single-phase full-bridge with T type cell, a 5 level converter, operating as STATCOM. Tests were made using pulse width modulation with multiple carriers and with multiple references, L and LCL filters and Proportional and Integral, Fuzzy and Perturb and Observe (P&O) controllers. Initially it is made a review about the topics mentioned above, followed by design and implementation details of 4 kvar STATCOM in software MATLAB and Simulink. After the design details, simulation results, conclusions and suggestions of future works as well as bibliography are presented. The results showed that the single-phase bridge with T type cell can operate well as STATCOM, correcting the power factor in a short time after being connected. During the analysis of modulation techniques, no significant differences were found in the voltage harmonic spectrum. Regarding filters, it was observed that the attenuation of harmonics in the LCL filter is higher, however fundamental frequency component amplitude reduction is also higher. Lastly, the controllers comparison reveals that fuzzy shows the best performance, but it is possible to use the other controllers as long as they are tuned to operate with low load.

**Keywords:** Multilevel converters. STATCOM. Pulse width modulation. Filter. Proportional and integral. Fuzzy. Perturb and observe.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Célula T trifásica.....	15
Figura 2 – Topologia NPC trifásica.....	16
Figura 3 – Topologia meia-ponte trifásica.....	16
Figura 4 – Célula $\pi$ com <i>tap</i> central.....	17
Figura 5 – Ponte monofásica com célula T (PMCT).....	17
Figura 6 – Inversor de 3 braços com ponto médio.....	19
Figura 7 – Célula T monofásica.....	22
Figura 8 – Chaves bidirecionais (a) com ponte de diodos e (b) em paralelo.....	22
Figura 9 – Ponte monofásica.....	23
Figura 10 – PMCT adotada neste trabalho.....	23
Figura 11 – Conexão do filtro L.....	29
Figura 12 – Conexão do filtro LCL.....	30
Figura 13 – Fluxograma para cálculo dos parâmetros do filtro LCL.....	31
Figura 14 – Esquema simplificado da conexão do STATCOM à rede.....	38
Figura 15 – Diagramas fasoriais da operação do STATCOM (a) $V_I$ adiantada em relação a $V_S$ , (b) $V_I$ atrasada de $V_S$ , (c) $V_I$ e $V_S$ em fase e com módulos iguais, (d) $ V_S  >  V_I $ e (e) $ V_S  <  V_I $ .....	39
Figura 16 – Diagrama de blocos de um sistema de controle com controlador PI.....	41
Figura 17 – Ferramenta do MATLAB para projeto de controlador via lugar das raízes.....	43
Figura 18 – Etapas para decisão com lógica nebulosa.....	44
Figura 19 – Ferramenta para projeto de sistema <i>fuzzy</i> Mamdani no MATLAB.....	45
Figura 20 – Ferramenta para projeto de sistema <i>fuzzy</i> Sugeno no MATLAB.....	46
Figura 21 – PMCT implementada no <i>Simulink</i> .....	49
Figura 22 – Bloco do inversor.....	50
Figura 23 – Geração das 4 portadoras para modulação com múltiplas portadoras.....	51
Figura 24 – Identificação de modo de operação para gerar sinais de acionamento na modulação com múltiplas portadoras.....	52
Figura 25 – Geração dos sinais de acionamento $S_1$ e $S_2$ utilizando modulação com múltiplas portadoras.....	52
Figura 26 – Geração dos sinais de acionamento $S_0$ , $S_3$ e $S_4$ utilizando modulação com múltiplas portadoras.....	53



Figura 27 – Bloco de geração dos sinais de acionamento utilizando modulação com múltiplas portadoras .....	54
Figura 28 – Geração das 2 referências para modulação com múltiplas referências .....	55
Figura 29 – Identificação de semiciclo para gerar sinais de acionamento na modulação com múltiplas referências .....	56
Figura 30 – Geração dos sinais de acionamento $S_1$ e $S_2$ utilizando modulação com múltiplas referências.....	56
Figura 31 – Geração dos sinais de acionamento $S_0$ , $S_3$ e $S_4$ utilizando modulação com múltiplas referências .....	57
Figura 32 – Bloco de geração dos sinais de acionamento utilizando modulação com múltiplas referências .....	57
Figura 33 – Filtro LCL no <i>Simulink</i> .....	60
Figura 34 – Implementação do cálculo de fator de potência.....	62
Figura 35 – Sistema simulado (carga resistiva) com medição de fator de potência .....	63
Figura 36 – Detecção de cruzamento por zero na tensão da rede.....	64
Figura 37 – Geração do sinal de tempo sincronizado .....	64
Figura 38 – Implementação do cálculo do fator de potência modificado .....	66
Figura 39 – Projeto do controlador com lugar das raízes para $G_{P\ Leve}$ .....	68
Figura 40 – Projeto do controlador com lugar das raízes para $G_{P\ Média}$ .....	68
Figura 41 – Implementação do controle PI no <i>Simulink</i> .....	69
Figura 42 – Conjuntos <i>fuzzy</i> definidos para a energia reativa .....	70
Figura 43 – Conjuntos <i>fuzzy</i> definidos para o fator de potência.....	71
Figura 44 – Conjuntos <i>fuzzy</i> definidos para o índice de modulação anterior .....	71
Figura 45 – Conjuntos <i>fuzzy</i> definidos para a variação de índice de modulação .....	72
Figura 46 – Implementação do controlador <i>fuzzy</i> no <i>Simulink</i> .....	74
Figura 47 – Código para cálculo da perturbação .....	75
Figura 48 – Implementação do controlador P&O no <i>Simulink</i> .....	75

## LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 – Modos de operação em função da tensão de referência, em pu .....	24
Gráfico 2 – Exemplo de sinais da PMCT (a) tensão de saída e estados das chaves (b) $S_0$ , (c) $S_1$ , (d) $S_2$ , (e) $S_3$ e (f) $S_4$ .....	26
Gráfico 3 – SPWM com múltiplas portadoras.....	27
Gráfico 4 – SPWM com múltiplas referências .....	28
Gráfico 5 – Gráfico de Bode com e sem resistor de amortecimento .....	34
Gráfico 6 – Variação de potência para uma perturbação de tensão.....	47
Gráfico 7 – Tensão de saída obtida utilizando múltiplas portadoras .....	54
Gráfico 8 – Tensão de saída obtida utilizando múltiplas referências .....	58
Gráfico 9 – Diagrama de Bode do filtro LCL projetado .....	60
Gráfico 10 – Sinais para sincronia da onda de referência .....	64
Gráfico 11 – Fator de potência original e modificado em função do índice de modulação... ..	65
Gráfico 12 – Resposta ao degrau e modelo aproximado.....	67
Gráfico 13 – Espectro harmônico da tensão obtida utilizando modulação com múltiplas portadoras .....	77
Gráfico 14 – Espectro harmônico da tensão obtida utilizando modulação com múltiplas referências.....	78
Gráfico 15 – Espectro harmônico da corrente no STATCOM com filtro L e injeção de reativos .....	79
Gráfico 16 – Espectro harmônico da corrente no STATCOM com filtro L e absorção de reativos .....	79
Gráfico 17 – Espectro harmônico da corrente no STATCOM com filtro LCL e injeção de reativos .....	80
Gráfico 18 – Espectro harmônico da corrente no STATCOM com filtro LCL e absorção de reativos .....	80
Gráfico 19 – Relação entre potência reativa e índice de modulação para diversas cargas ....	82
Gráfico 20 – Comportamentos do controlador PI com sintonia para $G_{P\ Leve}$ e cargas resistivas .....	83
Gráfico 21 – Comportamentos do controlador PI com sintonia para $G_{P\ Leve}$ e cargas indutivas .....	84
Gráfico 22 – Comportamentos do controlador PI com sintonia para $G_{P\ Leve}$ e cargas capacitivas .....	85

Gráfico 23 – Comportamentos do controlador PI com sintonia para $G_P$ <i>Leve</i> e cargas com retificador .....	86
Gráfico 24 – Comportamentos do controlador PI com sintonia para $G_P$ <i>Média</i> e cargas resistivas .....	87
Gráfico 25 – Comportamentos do controlador PI com sintonia para $G_P$ <i>Média</i> e cargas indutivas .....	88
Gráfico 26 – Comportamentos do controlador PI com sintonia para $G_P$ <i>Média</i> e cargas capacitivas .....	89
Gráfico 27 – Comportamentos do controlador PI com sintonia para $G_P$ <i>Média</i> e cargas com retificador .....	90
Gráfico 28 – Comportamentos do controlador <i>fuzzy</i> com cargas resistivas .....	91
Gráfico 29 – Comportamentos do controlador <i>fuzzy</i> com cargas indutivas .....	92
Gráfico 30 – Comportamentos do controlador <i>fuzzy</i> com cargas capacitivas .....	93
Gráfico 31 – Comportamentos do controlador <i>fuzzy</i> com cargas com retificador .....	94
Gráfico 32 – Comportamentos do controlador P&O com cargas resistivas.....	95
Gráfico 33 - Comportamentos do controlador P&O com cargas indutivas .....	96
Gráfico 34 – Comportamentos do controlador P&O com cargas capacitivas.....	97
Gráfico 35 – Comportamentos do controlador P&O com cargas com retificador .....	98
Gráfico 36 – Comportamento do sistema com controlador <i>fuzzy</i> e variação de cargas.....	99

## LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Níveis de tensão na saída da PMCT e estados de acionamento das chaves.....	24
Quadro 2 – Níveis de tensão alto e baixo em cada modo de operação da PMCT .....	24
Quadro 3 – Lógica para escolha do sentido de perturbação .....	48
Quadro 4 – Parâmetros de projeto adotados para o inversor .....	50
Quadro 5 – Condições nas quais as chaves deverão ser ligadas na modulação com múltiplas portadoras .....	51
Quadro 6 – Condições nas quais as chaves deverão ser ligadas na modulação com múltiplas referências.....	55
Quadro 7 – Parâmetros adotados para cálculo do filtro L e valor calculado.....	58
Quadro 8 – Parâmetros adotados para cálculo do filtro LCL .....	59
Quadro 9 – Parâmetros do filtro LCL calculados .....	59
Quadro 10 – Impedâncias de carga adotadas nos testes .....	61
Quadro 11 – Sintonias do controlador PI .....	67
Quadro 12 – Variáveis e conjuntos <i>fuzzy</i> adotados.....	70
Quadro 13 – Base de regras adotadas .....	73
Quadro 14 – Tempo para ajuste de fator de potência, em s .....	102

## **LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS**

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
MPPT	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência
NPC	Neutro Grampeado
P&O	Perturba e Observa
PI	Proporcional e Integral
PID	Proporcional, Integral e Derivativo
PMCT	Ponte Monofásica com Célula T
PWM	Modulação por Largura de Pulso
SPWM	Modulação por Largura de Pulso Senoidal
STATCOM	Compensador Síncrono Estático

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>15</b>
<b>1.1</b>	<b>Apresentação</b> .....	<b>15</b>
<b>1.2</b>	<b>Justificativa e Objeto de Pesquisa</b> .....	<b>19</b>
<b>1.3</b>	<b>Objetivos Geral e Específicos</b> .....	<b>20</b>
<b>1.4</b>	<b>Estrutura do Texto</b> .....	<b>20</b>
<b>2</b>	<b>PONTE MONOFÁSICA COM CÉLULA T</b> .....	<b>22</b>
<b>2.1</b>	<b>Níveis de Tensão e Acionamento das Chaves</b> .....	<b>23</b>
<b>2.2</b>	<b>Técnicas de Modulação</b> .....	<b>25</b>
2.2.1	Modulação com Múltiplas Portadoras .....	25
2.2.2	Modulação com Múltiplas Referências .....	27
<b>2.3</b>	<b>Filtros de Saída</b> .....	<b>29</b>
2.3.1	Filtro L .....	29
2.3.2	Filtro LCL .....	30
<b>2.4</b>	<b>Comentários Finais</b> .....	<b>34</b>
<b>3</b>	<b>COMPENSADOR SÍNCRONO ESTÁTICO</b> .....	<b>35</b>
<b>3.1</b>	<b>Fator de Potência</b> .....	<b>35</b>
<b>3.2</b>	<b>Princípio de Funcionamento do STATCOM</b> .....	<b>37</b>
<b>3.3</b>	<b>Comentários Finais</b> .....	<b>39</b>
<b>4</b>	<b>CONTROLADORES</b> .....	<b>41</b>
<b>4.1</b>	<b>Proporcional e Integral</b> .....	<b>41</b>
4.1.1	Metodologia de Projeto do Controlador PI via Lugar das Raízes .....	42
<b>4.2</b>	<b>Fuzzy</b> .....	<b>43</b>
4.2.1	Metodologia de Projeto do Controlador <i>Fuzzy</i> .....	44
<b>4.3</b>	<b>Perturba e Observa</b> .....	<b>46</b>
4.3.1	Metodologia do Projeto do Controlador Perturba e Observa.....	47
<b>4.4</b>	<b>Comentários Finais</b> .....	<b>48</b>
<b>5</b>	<b>PROJETO E SIMULAÇÃO</b> .....	<b>49</b>
<b>5.1</b>	<b>Implementação da PMCT, Técnicas de Modulação e Filtros</b> .....	<b>49</b>
5.1.1	Modulação com Múltiplas Portadoras .....	50

5.1.2	Modulação com Múltiplas Referências .....	55
5.1.3	Projeto do Filtro L .....	58
5.1.4	Projeto do Filtro LCL .....	59
<b>5.2</b>	<b>Impedância da Rede, das Cargas, Medição de Potência e Fator de Potência .....</b>	<b>60</b>
<b>5.3</b>	<b>Projeto e Implementação dos Controladores .....</b>	<b>63</b>
5.3.1	Projeto do Controlador PI .....	65
5.3.2	Projeto do Controlador <i>Fuzzy</i> .....	69
5.3.3	Projeto do Controlador P&O.....	74
<b>5.4</b>	<b>Comentários Finais .....</b>	<b>76</b>
<b>6</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES.....</b>	<b>77</b>
<b>6.1</b>	<b>Técnicas de Modulação.....</b>	<b>77</b>
<b>6.2</b>	<b>Filtros L e LCL.....</b>	<b>78</b>
<b>6.3</b>	<b>Testes com Cargas.....</b>	<b>81</b>
<b>6.4</b>	<b>Testes com Controladores .....</b>	<b>82</b>
6.4.1	Controlador PI .....	82
6.4.2	Controlador <i>Fuzzy</i> .....	90
6.4.3	Controlador P&O.....	94
6.4.4	Teste com variação de cargas.....	98
<b>6.5</b>	<b>Comentários Finais .....</b>	<b>99</b>
<b>7</b>	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>101</b>
<b>7.1</b>	<b>Conclusões .....</b>	<b>101</b>
<b>7.2</b>	<b>Sugestões de Trabalhos Futuros .....</b>	<b>102</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>104</b>

# 1 INTRODUÇÃO

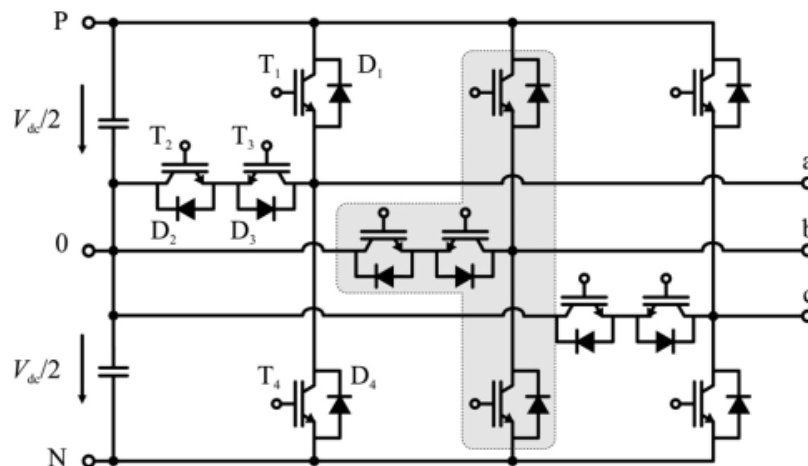
## 1.1 Apresentação

Conversores multiníveis têm atraído grande atenção da indústria e academia como uma das maneiras preferidas de conversão de energia para aplicações de alta potência. A gama de aplicação destes dispositivos é bem ampla, incluindo compressores, bombas, ventiladores, transmissão em alta tensão (contínua e alternada) e energia eólica (KOURO et al., 2010).

Para aplicações em baixa tensão, geralmente utilizam-se conversores de dois ou três níveis, pois a complexidade e o custo são menores quando comparado aos multiníveis. Entretanto, mais níveis de tensão trazem vantagens como menores distorção harmônica e requisito de filtros, variações de tensão e corrente mais suaves e perdas de chaveamento reduzidas (YUAN, 2014). Estas vantagens são interessantes em veículos elétricos e geração de energia solar e eólica, nos quais uma alta densidade de potência é um aspecto importante.

Schweizer e Kolar (2013) implementaram um conversor trifásico de 3 níveis tipo T, comparando a eficiência da célula T com duas outras topologias: neutro grampeado (NPC, do inglês *neutral point clamped*) e meia ponte. Os autores destacam que o dispositivo combina aspectos positivos de conversores de dois níveis, como baixas perdas de condução e princípio de operação simples, e de três níveis, como baixa perda de comutação e qualidade de tensão superior. As Figuras 1, 2 e 3 apresentam as topologias comparadas no trabalho citado.

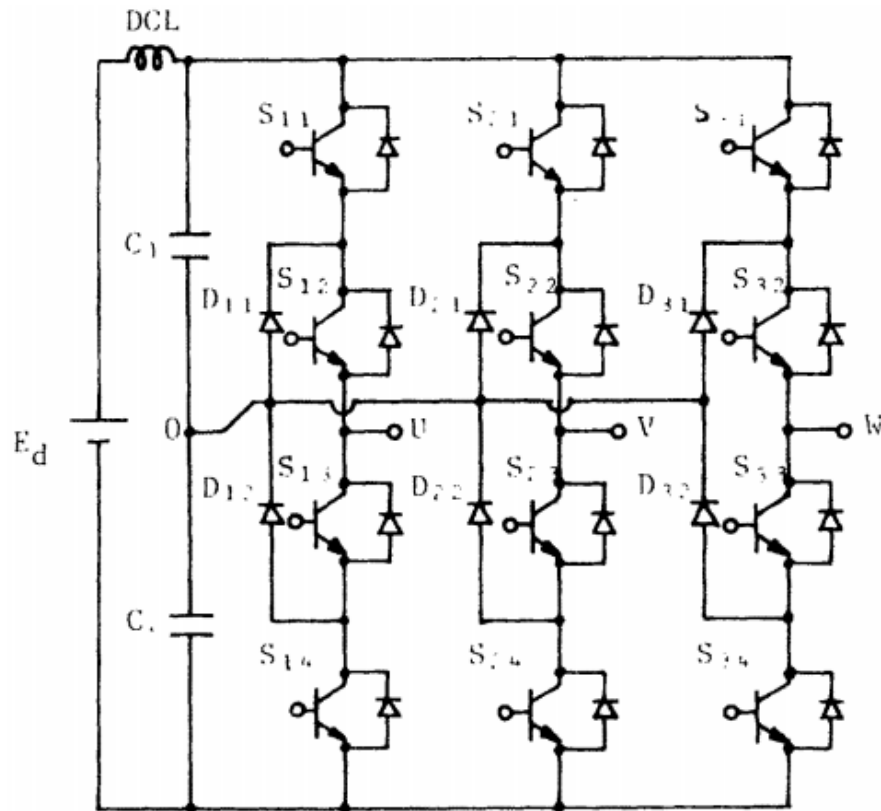
Figura 1 – Célula T trifásica



Fonte: Schweizer e Kolar (2013).

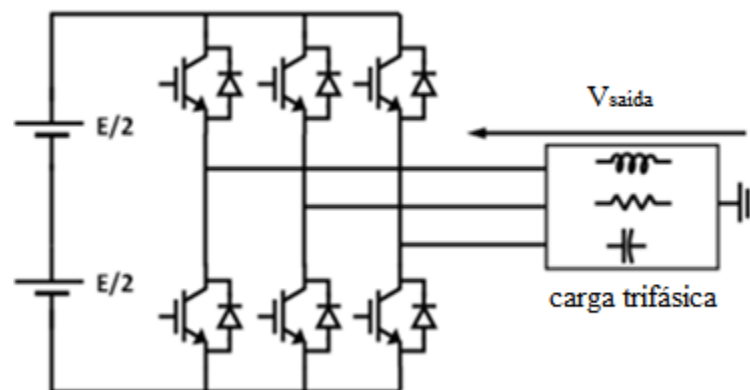


Figura 2 – Topologia NPC trifásica



Fonte: Nabae, Takahashi e Akagi (1981).

Figura 3 – Topologia meia-ponte trifásica



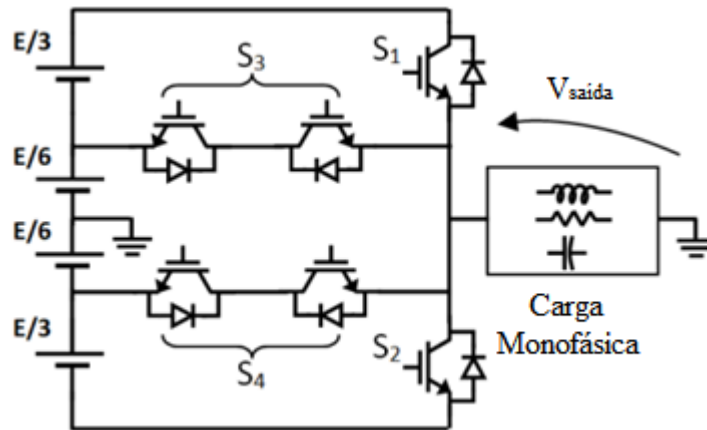
Fonte: Simonetti e Yuan (2019).

Nota: Modificado pela autora.

Um conversor monofásico de 4 níveis pode ser obtido utilizando célula  $\pi$  conforme descrito por Simonetti e Yuan (2019). Os autores apresentam como outras topologias já conhecidas podem ser modificadas para se obter a célula  $\pi$  monofásica com *tap* central, e realizam simulações alimentando uma carga RL, bem como conectando-a à uma rede de distribuição.

Ao comparar o desempenho da célula proposta com a célula T, os resultados obtidos pelos autores foram que a célula  $\pi$  teve menor distorção harmônica. A Figura 4 mostra a célula  $\pi$  com *tap* central de 4 níveis.

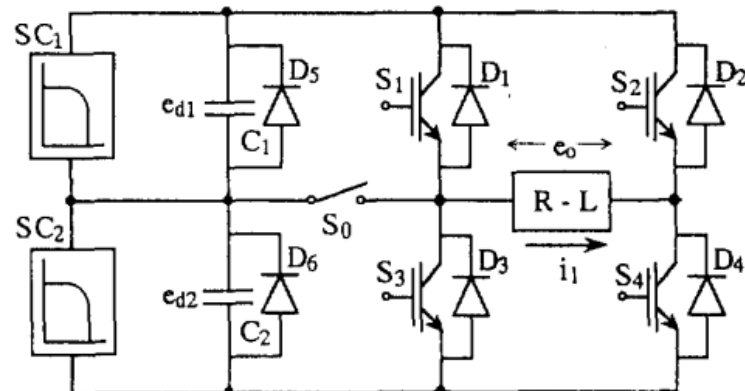
Figura 4 – Célula  $\pi$  com *tap* central



Fonte: Simonetti e Yuan (2019).  
Nota: Modificado pela autora.

Uma alteração pode ser feita na célula T para obter um conversor de 5 níveis. Hinga, Ohnishi e Suzuki (1994) propõem combinar uma ponte monofásica com a chave bidirecional característica da topologia da célula T, permitindo ter 5 níveis de tensão, ao invés de obter 2 ou 3 níveis utilizando somente a ponte monofásica ou 3 níveis utilizando somente a célula T. Os autores concluem que a topologia é adequada para aplicação em sistemas fotovoltaicos, baseados em resultados de simulações e experimentais apresentados no trabalho. A ponte monofásica com célula T (PMCT) proposta pelos autores é apresentada na Figura 5, onde  $S_0$  é uma chave bidirecional.

Figura 5 – Ponte monofásica com célula T (PMCT)



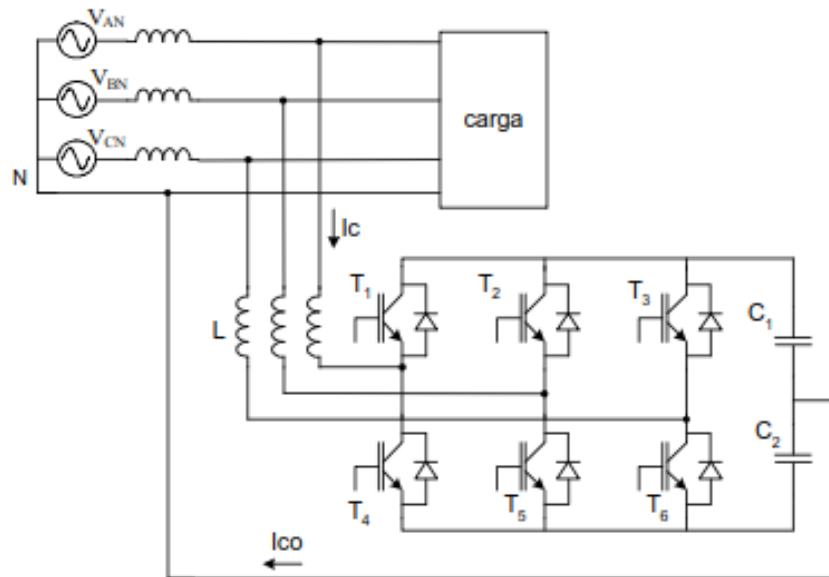
Fonte: Hinga, Ohnishi e Suzuki (1994).

A partir do conversor proposto por Hinga, Ohnishi e Suzuki (1994), surgiram diversos outros trabalhos com pequenas alterações nesta topologia. Alguns autores formaram conversores de 9 níveis (VARGHESE; ELDHOSE; JOY, 2014), 13 níveis (KALAISELVAN, 2016) e 25 níveis (MEENAKSHI; KUMAR; RAMPRAKASH, 2016) a partir de PMCT em cascata. Outras pessoas formaram conversores de 7 níveis combinando a ponte monofásica com uma célula  $\pi$  (BALAKRISHNAN; INDIRADEVI, 2014; CHANIAGO; RAHIM; SELVARAJ, 2009; CHRISTOPHER et al., 2012; SHAIKH; RANA, 2016; THANASEKARAN et al., 2012).

Aumentando-se o número de níveis em inversores, a tensão de saída se aproxima do formato de escada, que apresenta menor distorção harmônica. Entretanto, quanto maior o número de níveis maior a complexidade do controle e a possibilidade de ocorrer problemas de desbalanceamento de tensão (RODRIGUEZ; JIH-SHENG LAI; FANG ZHENG PENG, 2002).

Um conversor é chamado de compensador síncrono estático (STATCOM, do inglês *static compensator*) quando é controlado de forma a parecer, ao ponto de conexão, como reatância variável, podendo transitar entre reatância indutiva ou capacitiva conforme a necessidade. A corrente injetada pelo STATCOM possui amplitude variável e é útil para controlar a tensão no barramento (SEN, 1999). Melo e outros (2009) simularam um STATCOM trifásico em *software* MATLAB e *Simulink*, utilizando um inversor de 3 braços com ponto médio, apresentado na Figura 6. Os autores tinham como objetivo analisar o equipamento como forma de correção de nível de tensão em redes de distribuição secundária e concluíram que sua utilização é adequada para cargas equilibradas e desequilibradas, desde que a componente de sequência zero não seja muito relevante, pois as tensões nos capacitores do elo CC apresentam oscilações de amplitude indesejadas proporcionais ao valor da corrente de sequência zero que se deseja compensar.

Figura 6 – Inversor de 3 braços com ponto médio



Fonte: Melo e outros (2009).

## 1.2 Justificativa e Objeto de Pesquisa

O estudo de conversores multiníveis é relevante devido à sua ampla aplicação, sendo um dos mecanismos preferidos de conversão de energia para aplicações de alta potência. A PMCT, proposta por Hinga, Ohnishi e Suzuki (1994), atrai mais interesse quando comparada a outras topologias, mostradas na seção 1.1, por possuir vantagens adicionais, como utilizar apenas 6 chaves para obter 5 níveis de tensão. A célula  $\pi$  com *tap* central apresentada na Figura 4, por exemplo, utiliza 6 chaves também, porém produz apenas 4 níveis. Outra vantagem da PMCT em relação à célula  $\pi$  com *tap* central é que a primeira necessita de apenas duas fontes de tensão. Há um aumento na complexidade de controle no conversor de 5 níveis, quando comparado a um conversor de 2 ou 3 níveis, porém o ganho na qualidade de tensão e a maior facilidade no projeto de filtro para o conversor favorecem o uso de mais níveis.

O trabalho de Hinga, Ohnishi e Suzuki (1994) mostra a topologia e as informações sobre o funcionamento básico como o estado das chaves e os níveis de tensão obtidos e uma estratégia de modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *pulse width modulation*) para acionamento. Os autores exploram também a utilização de células solares como fonte de tensão para alimentar o inversor, mostrando que o conversor é adequado para uso com esse tipo de fonte. Outros autores explicam melhor a estratégia PWM utilizada (AGELIDIS et al.,

1997) e comparam o nível de harmônicos da PMCT operando com várias cargas e diversos índices de modulação (JATAV; SHARMA; CHATURVEDI, 2012).

Neste trabalho será explorada a aplicação da PMCT como STATCOM por meio de simulações utilizando o *software* MATLAB e *Simulink*, permitindo analisar o desempenho desta topologia em uma aplicação que não foi mostrada no trabalho original. Aqui também serão comparados dois tipos de modulação PWM para acionamento das chaves do conversor, sendo uma com múltiplas portadoras, utilizadas por Agelidis e outros (1997) na PMCT, e uma com múltiplas referências, apresentada por Aziz e Salam (2002), porém aplicada em um conversor multinível modular. Além disso, serão verificadas as diferenças entre os filtros L e LCL e três controladores para correção do fator de potência na rede: proporcional e integral (PI), lógica nebulosa (do inglês *fuzzy*) e perturba e observa (P&O).

### **1.3 Objetivos Geral e Específicos**

O objetivo geral do trabalho consiste em avaliar o desempenho do inversor monofásico em ponte com célula T, 5 níveis, operando como STATCOM para controle de fator de potência. A análise da performance do conversor será feita por meio de simulações do seu funcionamento.

A fim de alcançar o objetivo geral são propostos os seguintes objetivos específicos:

- Levantar as variações de implementação da PMCT e aplicações descritas;
- Aplicar técnicas de modulação para operar como inversor;
- Observar o espectro harmônico da corrente com filtros L e LCL, com injeção ou absorção de reativos;
- Comparar o desempenho de técnicas de controle para operação como STATCOM, controlando o fator de potência no ponto de conexão da rede com a carga.

### **1.4 Estrutura do Texto**

As seções seguintes desta monografia descrevem as informações necessárias para simular o funcionamento da PMCT como STATCOM, os parâmetros utilizados nas simulações, os

resultados obtidos, conclusões e referências bibliográficas citadas ao longo deste documento. A seção 2 descreve o funcionamento da topologia, explicando como deve ser feito o acionamento das chaves para se obter cada nível de tensão e algumas técnicas de modulação que podem ser utilizadas para obter uma tensão de saída senoidal no conversor, após filtragem de harmônicos de chaveamento. Na seção também são descritos os filtros de saída tipo L e LCL estudados neste trabalho.

Já a seção 3 traz informações relacionadas ao cálculo do fator de potência no sistema elétrico nacional, as vantagens da correção do fator de potência e métodos que podem ser utilizados para atingir este objetivo, com foco no funcionamento do STATCOM que foi simulado.

A seção 4 descreve os controladores utilizados e como eles atuam para ajustar a saída de um sistema. São abordados os controladores proporcional e integral (PI), controlador de lógica *fuzzy* e controlador perturba e observa (P&O).

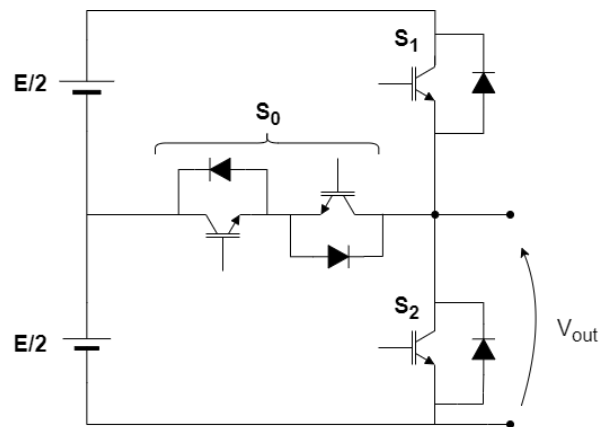
Em sequência, a seção 5 apresenta os detalhes do projeto da PMCT funcionando como STATCOM, mostrando como foi construído o simulador para cada parte do sistema, os desenhos do projeto no *Simulink*, valores adotados para impedância das cargas e da rede, filtros, tempos de amostragem, parâmetros dos controladores e outros detalhes relativos à simulação.

Na seção 6 encontram-se os resultados e análises das simulações. E, na última seção, são apresentadas as conclusões obtidas a partir das análises e as sugestões de estudos futuros. Por fim, são listadas as referências citadas ao longo do trabalho.

## 2 PONTE MONOFÁSICA COM CÉLULA T

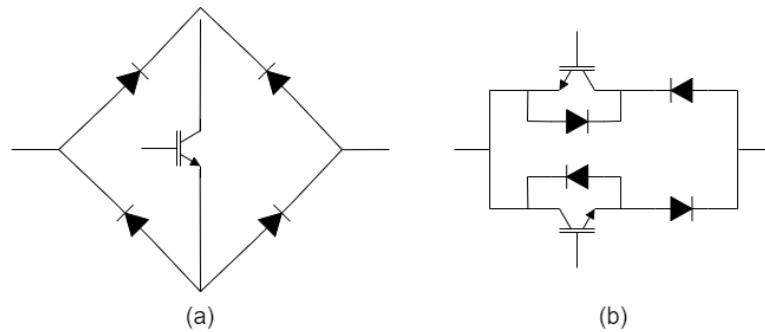
A PMCT proposta por Hinga, Ohnishi e Suzuki (1994) pode ser obtida a partir da combinação de uma célula T com uma ponte monofásica. A célula T monofásica tem esse nome devido ao formato semelhante a um T formado pela posição das chaves que a compõem. A Figura 7 mostra um exemplo de célula T. Destaca-se que há outras maneiras de se construir uma chave bidirecional, como a  $S_0$  mostrada na referida figura, formando pequenas variações no formato. A Figura 8 apresenta duas outras construções possíveis para a chave  $S_0$ .

Figura 7 – Célula T monofásica



Fonte: Produção da própria autora.

Figura 8 – Chaves bidirecionais (a) com ponte de diodos e (b) em paralelo



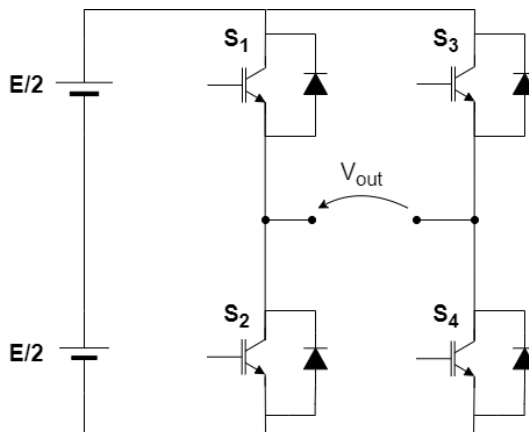
Fonte: Produção da própria autora.

Neste trabalho, optou-se pela construção de  $S_0$  como foi apresentada na Figura 7, pois a corrente elétrica circula por uma chave e um diodo enquanto  $S_0$  está em condução e as chaves possuem o terminal emissor conectadas ao mesmo ponto, permitindo utilizar a mesma tensão de comando para ambas. Na chave da Figura 8(a), a corrente circula pelo transistor e por dois

diodos, aumentando um pouco a perda de energia, enquanto na Figura 8(b) os emissores não estão conectados em um ponto comum, sendo necessário um sinal de acionamento diferente.

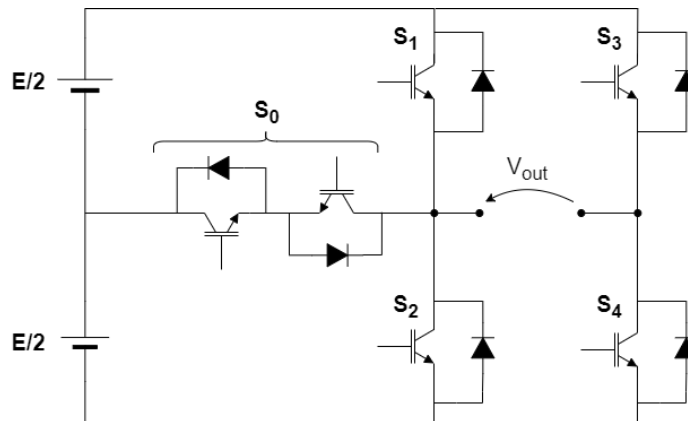
A outra parte da PMCT é formada por uma ponte monofásica, como a mostrada na Figura 9. Para a formação da PMCT, substitui-se as chaves  $S_1$  e  $S_2$  da Figura 7 pela ponte monofásica da Figura 9. O resultado é apresentado na Figura 10 e é a topologia adotada neste trabalho.

Figura 9 – Ponte monofásica



Fonte: Produção da própria autora.

Figura 10 – PMCT adotada neste trabalho



Fonte: Produção da própria autora.

## 2.1 Níveis de Tensão e Acionamento das Chaves

Os 5 níveis de saída  $V_{out}$  que podem ser obtidos na PMCT e os estados necessário das chaves para se obter cada nível são mostrados no Quadro 1. No quadro, 0+ e 0- correspondem aos



estados utilizados quando se trabalha alternando entre níveis positivos e negativos de tensão, respectivamente.

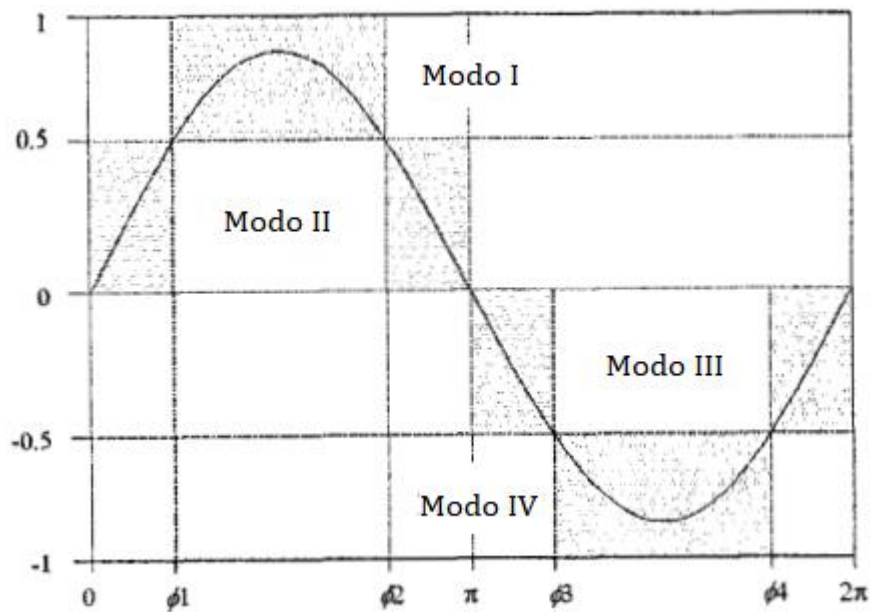
Quadro 1 – Níveis de tensão na saída da PMCT e estados de acionamento das chaves

	<b>E</b>	<b>E/2</b>	<b>0+</b>	<b>0-</b>	<b>-E/2</b>	<b>-E</b>
<b>S<sub>0</sub></b>	Desligada	Ligada	Desligada	Desligada	Ligada	Desligada
<b>S<sub>1</sub></b>	Ligada	Desligada	Desligada	Ligada	Desligada	Desligada
<b>S<sub>2</sub></b>	Desligada	Desligada	Ligada	Desligada	Desligada	Ligada
<b>S<sub>3</sub></b>	Desligada	Desligada	Desligada	Ligada	Ligada	Ligada
<b>S<sub>4</sub></b>	Ligada	Ligada	Ligada	Desligada	Desligada	Desligada

Fonte: Produção da própria autora.

Na operação como inversor, a PMCT funciona em 4 modos de operação, mostrados no Gráfico 1. Os níveis alto e baixo de cada modo estão apresentados no Quadro 2.

Gráfico 1 – Modos de operação em função da tensão de referência, em pu



Fonte: Agelidis e outros (1997).

Nota: Modificado pela autora.

Quadro 2 – Níveis de tensão alto e baixo em cada modo de operação da PMCT

	<b>Modo I</b>	<b>Modo II</b>	<b>Modo III</b>	<b>Modo IV</b>
Nível alto	E	E/2	0-	-E/2
Nível baixo	E/2	0+	-E/2	-E

Fonte: Produção da própria autora.

O Gráfico 2 apresenta um exemplo da tensão de saída obtida na PMCT e os respectivos sinais de acionamento produzidos nas chaves, considerando os modos de operação e estados das chaves mostrados nos Quadros 2 e 1, respectivamente. Nesta figura foi utilizada a modulação PWM com múltiplas referências que será explicada na seção 2.2.2.

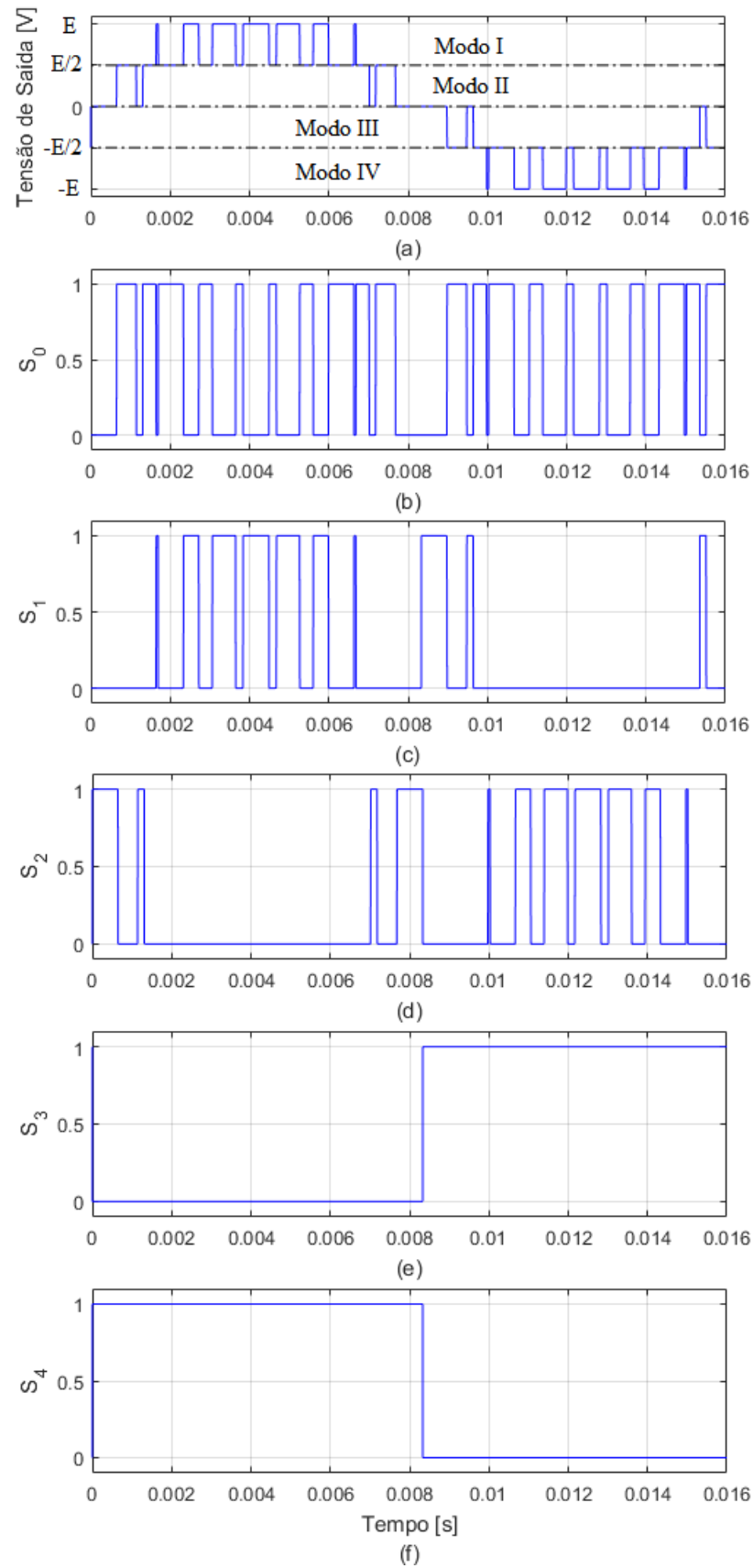
## **2.2 Técnicas de Modulação**

Com o objetivo de reproduzir o formato de uma tensão de referência na saída do conversor, são utilizadas algumas técnicas de modulação para criar os sinais de acionamento necessários. O método mais eficiente para controlar a tensão de saída de um inversor é incorporar controle PWM. Dentre algumas técnicas comumente aplicadas estão PWM de pulsos múltiplos e PWM senoidal (SPWM) (RASHID; KUMAR, 2014). Neste trabalho foram simuladas duas técnicas de modulação, uma com múltiplos sinais de portadora e uma com múltiplos sinais de referência.

### **2.2.1 Modulação com Múltiplas Portadoras**

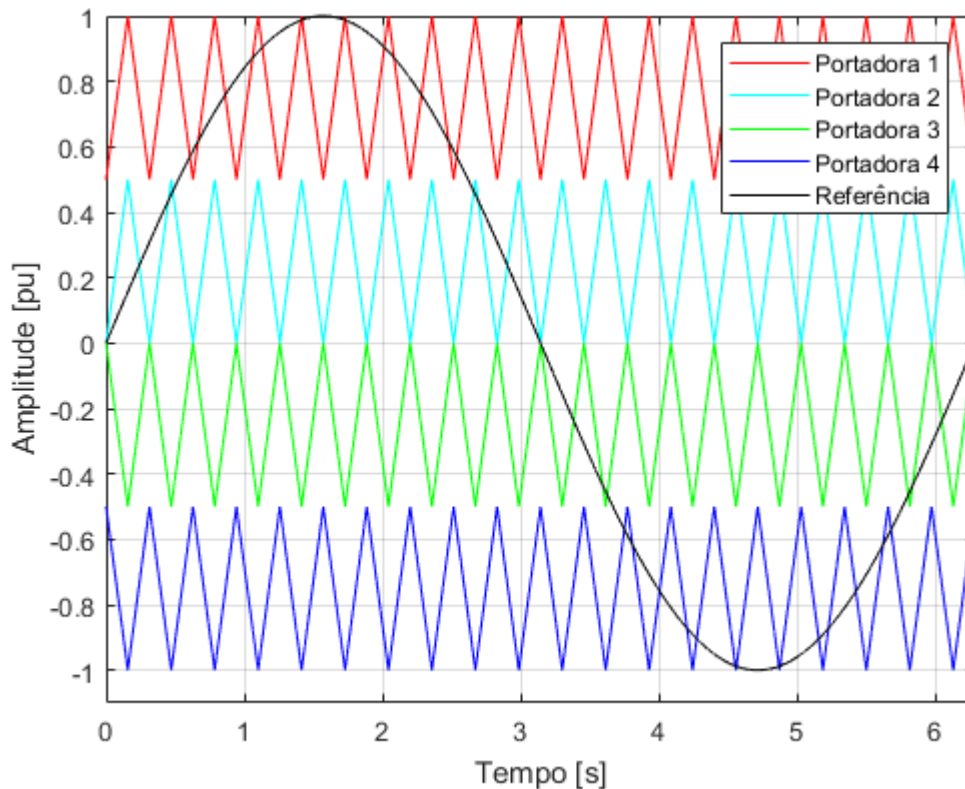
Este tipo de SPWM consiste em utilizar várias portadoras com amplitude deslocada para gerar os sinais de acionamento das chaves. No caso de um inversor de 5 níveis, são necessárias 4 portadoras, que são comparadas com o sinal de referência senoidal. O Gráfico 3 a seguir mostra como ficam dispostas as portadoras. As portadoras 1, 2, 3 e 4 são comparadas com o sinal de referência nos modos de operação I, II, III e IV (mostrados no Gráfico 1), respectivamente. Se a referência for maior que a portadora, é aplicado nível de tensão alto do modo e se a referência for menor que a portadora é adotado o valor baixo de diferença de potencial do respectivo modo, conforme Quadro 2. É adequado que a frequência da portadora seja um múltiplo par da onda de referência para que haja simetria na forma de onda da tensão produzida, como é mostrado no Gráfico 3.

Gráfico 2 – Exemplo de sinais da PMCT (a) tensão de saída e estados das chaves (b)  $S_0$ , (c)  $S_1$ , (d)  $S_2$ , (e)  $S_3$  e (f)  $S_4$



Fonte: Produção da própria autora.

Gráfico 3 – SPWM com múltiplas portadoras



Fonte: Produção da própria autora.

Esta técnica de modulação é encontrada em vários trabalhos (AGELIDIS et al., 1997; JATAV; SHARMA; CHATURVEDI, 2012) e há algumas variações, por exemplo, com superposição de portadoras (SHANTHI; NATARAJAN, 2011). O índice de modulação  $m$  utilizando esta técnica é calculado por meio da equação (1), onde  $A_p$  é a amplitude das portadoras e  $A_r$  é a amplitude da referência.

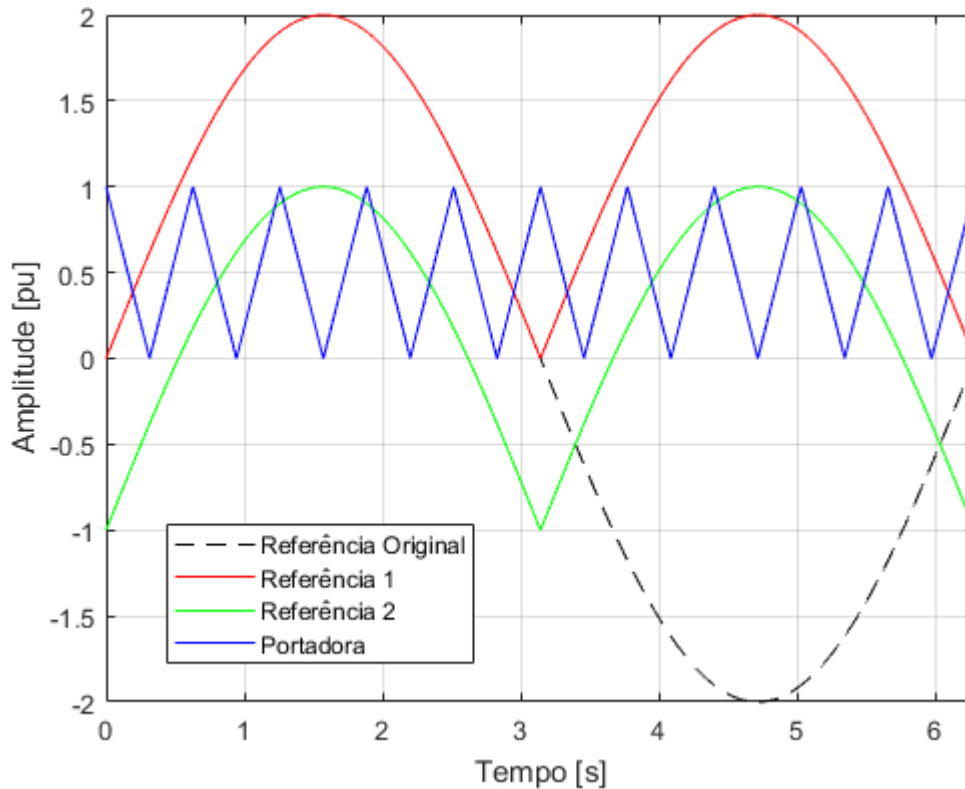
$$m = \frac{A_r}{4 A_p} \quad (1)$$

### 2.2.2 Modulação com Múltiplas Referências

Esta modulação utiliza apenas uma portadora e múltiplas referências deslocadas para gerar os sinais de acionamento das chaves. Este método foi utilizado por Aziz e Salam (2002) em uma outra topologia de inversor de 5 níveis, no qual são necessárias 2 referências formadas pelo módulo de uma onda senoidal e um indicador de troca de semiciclo, podendo ser o sinal original senoidal. Esta técnica também foi aplicada em outros trabalhos, em inversores de 7

níveis (RAHIM; CHANIAGO; SELVARAJ, 2010; THANASEKARAN et al., 2012) e de 9 níveis (RAO; SURESH; RANI, 2013). O Gráfico 4 mostra como ficam dispostas a portadora e as referências.

Gráfico 4 – SPWM com múltiplas referências



Fonte: Produção da própria autora.

Nesta técnica, caso esteja no semiciclo positivo da referência original, o acionamento deve ocorrer de modo a obter os níveis de tensão de saída descritos no Quadro 1, segundo a lógica a seguir: nível  $0+$  quando a portadora é maior que ambas as referências numeradas, nível  $E/2$  caso a portadora seja menor que a 1 e maior que a 2, nível  $E$  se for menor que ambas as referências. Caso esteja no semiciclo negativo, a lógica é análoga: nível  $0-$  quando a portadora é maior que ambas as referências numeradas, nível  $-E/2$  caso seja menor que a 1 e maior que a 2 e  $-E$  se for menor que as duas referências. Para que haja simetria de quarto de onda é adequado que a frequência da portadora seja um múltiplo par da onda de referência (AZIZ; SALAM, 2002). O índice de modulação  $m$  utilizando esta técnica é calculado por meio da equação (2), onde  $A_p$  é a amplitude das portadoras e  $A_r$  é a amplitude da referência.

$$m = \frac{Ar}{2 Ap} \quad (2)$$

### 2.3 Filtros de Saída

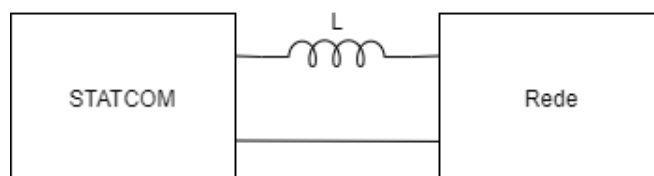
O uso de conversores conectados à rede, como o proposto neste trabalho, insere harmônicos na rede que podem ser prejudiciais. Harmônicos em sistemas de potência podem causar interferências em circuitos de comunicação e outros tipos de equipamentos. Além disso, são capazes de provocar aumento de perdas e aquecimento em diversos dispositivos eletromagnéticos, como motores e transformadores (IEEE, 2014).

As técnicas de modulação permitem reproduzir uma forma de onda com o valor desejado na frequência fundamental, entretanto, há um conteúdo harmônico muito forte na região da frequência de comutação. Além disso, como a saída do inversor é uma tensão quadrada e a rede senoidal, é necessário ter uma impedância de acoplamento entre ambos. O uso de um filtro de saída permite reduzir o nível de harmônicos e acoplar as fontes de natureza diferente. Neste trabalho foram avaliados os filtros L e LCL, explicados nas seções seguintes.

#### 2.3.1 Filtro L

O filtro L é um indutor conectado em série com o equipamento que se deseja filtrar e o ponto de conexão com o restante do circuito. No caso do STATCOM abordado neste trabalho, o esquema simplificado da conexão é mostrado na Figura 11.

Figura 11 – Conexão do filtro L



Fonte: Produção da própria autora.

Segundo Hingorani e Gyugyi (2000), o valor de reatância do indutor no filtro L é entre 0,1 e 0,15 pu, tendo como base a reatância do conversor. Neste trabalho, optou-se por adotar o valor de 0,1 pu para calcular a indutância do filtro. As equações (3), (4) e (5) foram utilizadas para o cálculo do filtro.

$$X_b = Z_b = \frac{V_{rede}^2}{Q_b} \quad (3)$$

$$L_b = \frac{X_b}{2\pi f} \quad (4)$$

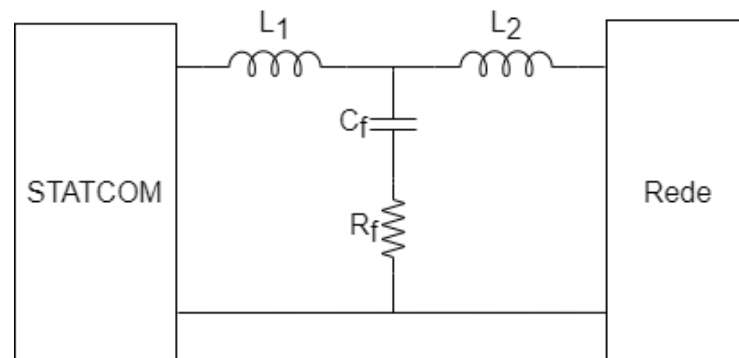
$$L = 0,1 \cdot L_b \quad (5)$$

Onde  $V_{rede}$  é o valor eficaz da tensão da rede,  $Q_b$  é o valor da potência reativa nominal do STATCOM,  $f$  é a frequência da tensão da rede,  $Z_b$  é a impedância base do inversor,  $X_b$  a reatância base equivalente a  $Z_b$ , e  $L_b$  é a indutância base.

### 2.3.2 Filtro LCL

O filtro LCL consiste de dois indutores em série e um capacitor em paralelo, conectado entre os dois indutores. Este conjunto é inserido entre o equipamento que se deseja filtrar e o ponto de conexão com o restante do circuito. O esquema de conexão simplificado é mostrado na Figura 12, onde foi inserido também um resistor em série com o capacitor.

Figura 12 – Conexão do filtro LCL



Fonte: Produção da própria autora.

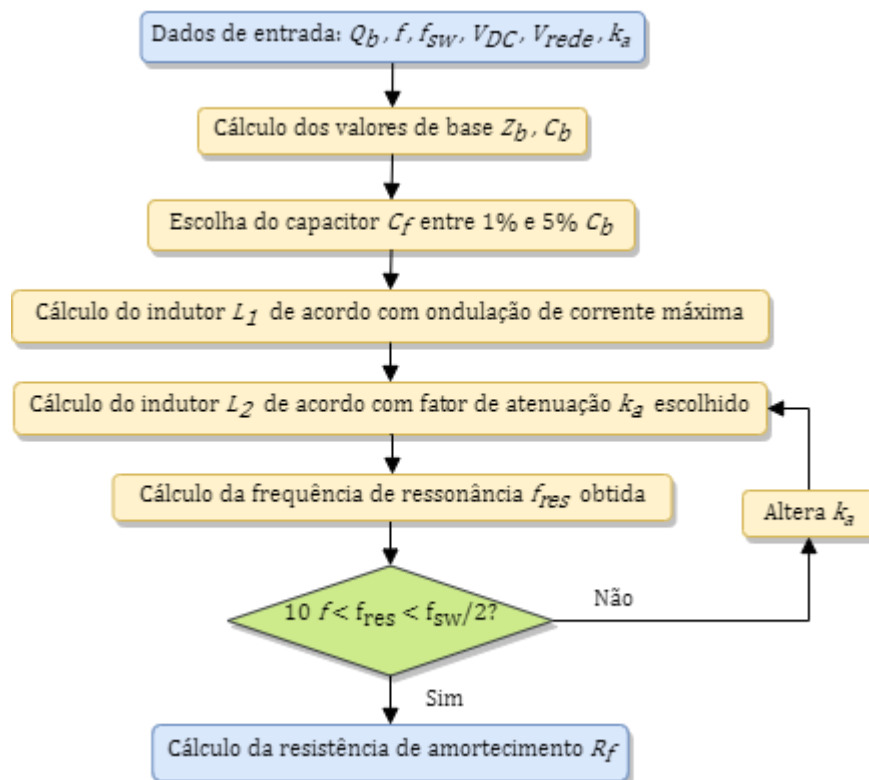
Para o cálculo dos valores de indutância, capacitância e resistência dos elementos do filtro foi utilizada a estratégia proposta por Reznik e outros (2014). Um método similar a este foi adotado anteriormente no trabalho desenvolvido por Liserre, Blaabjerg e Hansen (2005). Na Figura 13 é mostrado um fluxograma resumindo o processo de cálculo dos parâmetros.

Os dados necessários para utilização desta metodologia de projeto são a potência reativa nominal do STATCOM  $Q_b$ , a frequência da rede  $f$ , a frequência de chaveamento do conversor

$f_{SW}$ , a tensão contínua que alimenta o inversor  $V_{DC}$  e o valor eficaz da tensão da rede  $V_{rede}$ . A partir destes valores, calcula-se a impedância de base do inversor  $Z_b$  utilizando a equação (3) e a capacitância de base equivalente a esta impedância  $C_b$ , por meio da equação (6).

$$C_b = \frac{1}{2\pi f X_b} \quad (6)$$

Figura 13 – Fluxograma para cálculo dos parâmetros do filtro LCL



Fonte: Produção da própria autora.

O valor de  $C_f$  é escolhido de acordo com a porcentagem da potência reativa que poderá absorver, isto é, uma porcentagem de  $C_b$ . Reznik e outros (2014) recomendam um valor entre 1% e 5%, mas informam que podem ser adotados valores mais altos caso seja desejado compensar a reatância indutiva do filtro. Entretanto, Mohan, Undeland e Robbins (1995) relatam que valores muito altos de capacitância podem aumentar a ondulação de corrente.

O próximo passo para o projeto do filtro consiste em calcular os indutores. A ondulação máxima de corrente em um conversor típico é dada pela equação (7).



$$\Delta I_{Lmax} = \frac{2 \cdot V_{DC}}{3 \cdot L_1} (1 - m) m T_{SW} \quad (7)$$

Onde  $T_{SW}$  é o período de chaveamento e  $m$  é o índice de modulação do conversor. O valor máximo ocorre quando  $m$  é 0,5. Assim,  $L_1$  é calculado por meio da equação (8). Nesta etapa foi considerado o valor de 10% da corrente nominal do conversor  $I_{nom}$  como valor de ondulação máxima de corrente, representado pela equação (9), sendo que o valor de  $I_{nom}$  é determinado pela equação (10).

$$L_1 = \frac{V_{DC}}{6 \cdot f_{SW} \cdot \Delta I_{Lmax}} \quad (8)$$

$$\Delta I_{Lmax} = 0,1 \cdot I_{nom} \quad (9)$$

$$I_{nom} = \frac{Q_b}{V_{rede}} \quad (10)$$

Embora o cálculo de  $L_1$  seja para um conversor SPWM típico de 3 níveis e não especificamente para um inversor de 5 níveis, Ramteke e Patil (2014) obtiveram bons resultados utilizando esta equação para projetar um filtro para inversor de 5 níveis. A determinação do indutor  $L_2$  é feita por meio das equações (11) e (12). A relação apresentada na equação (11) é discutida no trabalho de Reznik e outros (2014).

$$L_2 = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2} + 1}}{C_f \omega_{SW}^2} \quad (11)$$

$$\omega_{SW} = 2\pi f_{SW} \quad (12)$$

Onde  $k_a$  é o fator de atenuação desejado. Este parâmetro representa a relação entre as correntes harmônicas injetadas na rede e as correntes geradas pelo inversor, dado pela equação (13). Na equação,  $i_{rede}(h)$  é a corrente harmônica injetada na rede e  $i_{inv}(h)$  é a corrente harmônica gerada pelo inversor.

$$k_a = \frac{i_{rede}(h)}{i_{inv}(h)} \quad (13)$$

Após este cálculo deve-se avaliar se a frequência de ressonância do filtro obtido atende a condição apresentada na equação (14), considerando a  $f_{res}$  e  $\omega_{res}$  determinados segundo as equações (15) e (16), respectivamente.

$$10 \cdot f < f_{res} < 0,5 \cdot f_{SW} \quad (14)$$

$$f_{res} = \frac{\omega_{res}}{2\pi} \quad (15)$$

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f}} \quad (16)$$

A frequência de ressonância deve ser pelo menos uma década acima da frequência da rede para evitar que haja picos de tensão em baixas frequências, e pelo menos metade da frequência de chaveamento para que a atenuação do filtro seja relevante para esta frequência. Caso esta condição não seja satisfeita, convém revisar o projeto do indutor  $L_2$  escolhendo novo fator de atenuação  $k_a$  e recalculando  $L_2$ . Por fim, projeta-se o resistor de amortecimento  $R_f$ . Segundo Araujo e outros (2007), o valor deste resistor deve ser um terço da impedância do filtro na frequência de ressonância determinada por meio da equação (16) e seu cálculo está apresentado na equação (17).

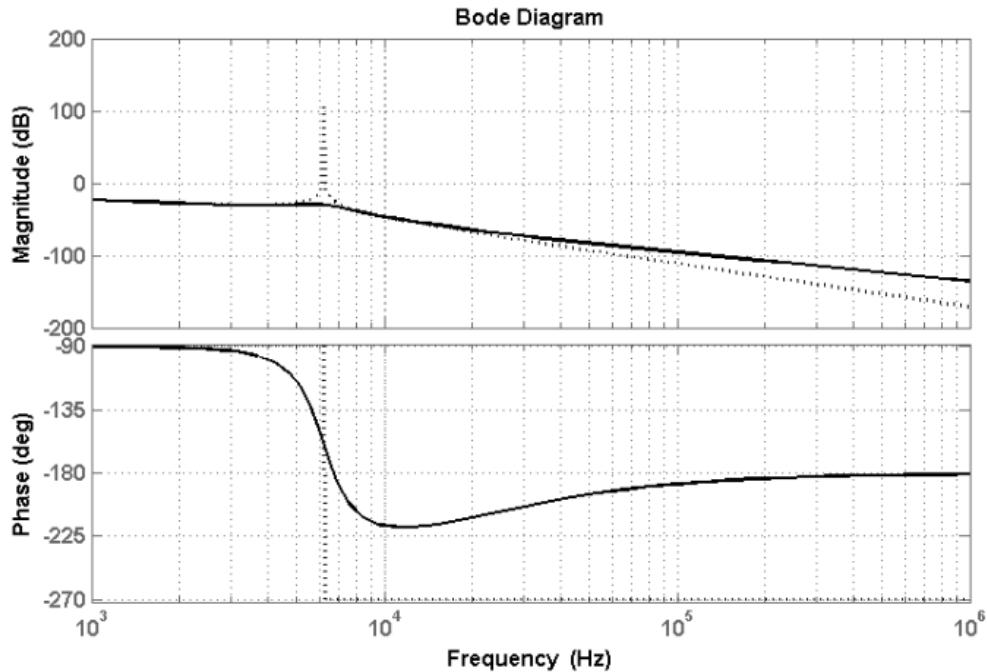
$$R_f = \frac{1}{3 \cdot \omega_{res} \cdot C_f} \quad (17)$$

O resistor de amortecimento atenua o pico de ganho formado na frequência de ressonância, evitando possíveis amplificações harmônicas caso haja alguma componente nesta frequência. O Gráfico 5 ilustra o comportamento do gráfico de Bode de um filtro LCL com e sem amortecimento. A linha tracejada representa o filtro sem o resistor  $R_f$ , enquanto a linha contínua mostra o filtro com resistor. A função de transferência do filtro, que relaciona a corrente de saída com tensão de entrada, é apresentada nas equações (18) e (19), sem e com resistor de amortecimento, respectivamente.

$$H_{LCL}(s)_{sem R_f} = \frac{1}{L_1 C_f L_2 s^3 + (L_1 + L_2)s} \quad (18)$$

$$H_{LCL}(s)_{com R_f} = \frac{C_f R_f s + 1}{L_1 C_f L_2 s^3 + C_f (L_1 + L_2) R_f s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (19)$$

Gráfico 5 – Gráfico de Bode com e sem resistor de amortecimento



Fonte: Reznik e outros (2014).

Nota: A linha tracejada representa um caso sem resistor de amortecimento, enquanto a linha cheia, um caso com resistor de amortecimento.

## 2.4 Comentários Finais

Nesta seção foram detalhadas as características da PMCT estudada neste trabalho, discutindo os níveis de tensão obtidos e os estados de acionamento das chaves, as técnicas de modulação que foram utilizadas e os filtros aplicados.

Na seção seguinte será abordado o STATCOM. Inicialmente discorre-sobre se o conceito de fator de potência e seus efeitos em sistemas de distribuição de energia. Em seguida, relata-se o limite permitido de fator de potência e como é cobrada a inadequação da carga nos casos em que seu fator de potência ultrapassa o valor tolerado. Por fim, é apresentado o STATCOM como um dos métodos de correção de baixo fator de potência e seu princípio de funcionamento.

### 3 COMPENSADOR SÍNCRONO ESTÁTICO

#### 3.1 Fator de Potência

Segundo a definição XXXV do artigo 2º da Resolução Normativa Nº 414 da Agência Nacional de Energia Elétrica, o fator de potência é a “razão entre a energia elétrica ativa e a raiz quadrada da soma dos quadrados das energias elétricas ativa e reativa, consumidas num mesmo período especificado” (ANEEL, 2010). O excesso de reativos, caracterizado pelo baixo fator de potência, provoca o aumento da corrente que circula nos alimentadores, causando aquecimento e aumento de perdas de energia, além de reduzir o aproveitamento de transformadores. A medição de fator de potência é verificada pela distribuidora e é obrigatória para consumidores do grupo A. Já os consumidores do grupo B são isentos de qualquer cobrança por excedente de reativos devido ao baixo fator de potência.

O artigo 95 da Resolução Nº 414 determina que o valor mínimo de fator de potência, indutivo ou capacitivo, para as unidades consumidoras do grupo A é 0,92 e os artigos 96 e 97 estabelecem a cobrança de energia reativa excedente e demanda reativa excedente, aplicável se as instalações apresentam fator de potência abaixo do limite. Nos casos em que é possível medir a energia a cada hora, o valor excedente a ser cobrado é calculado conforme descrito no artigo 96, segundo as equações (20) e (21). Além disso, há uma distinção com relação ao excedente de energia reativa capacitiva ou indutiva de acordo com o horário em que ocorre. A distribuidora deve definir um período consecutivo de 6 horas, entre 23h30min e 6h30min no qual será cobrado apenas excedentes de reativos quando o fator de potência for inferior a 0,92 capacitivo. No período diário complementar ao definido anteriormente haverá cobrança somente se o fator de potência for inferior a 0,92 indutivo.

$$E_{RE} = \sum_{T=1}^n \left[ EEAM_T \times \left( \frac{f_R}{f_T} - 1 \right) \right] \times VR_{ERE} \quad (20)$$

$$D_{RE}(p) = \left[ \text{MAX}_{T=1}^n \left( PAM_T \times \frac{f_R}{f_T} \right) - PAF(p) \right] \times VR_{DRE} \quad (21)$$

Na equação (20),  $T$  indica intervalo de 1 (uma) hora,  $f_R$  é o fator de potência de referência igual a 0,92,  $f_T$  é o fator de potência da unidade consumidora, calculado em cada intervalo  $T$ ,

$E_{RE}$  é o valor correspondente à energia elétrica reativa excedente à quantidade permitida por  $f_R$ , em Reais (R\$),  $EEAM_T$  é o montante de energia elétrica ativa medida em cada intervalo  $T$ , em megawatt-hora (MWh) e  $VR_{ERE}$  é o valor de referência equivalente à tarifa de energia “TE” da bandeira verde aplicável ao subgrupo B1, em Reais por megawatt-hora (R\$/MWh)

Já na equação (21), os termos  $T$ ,  $f_R$  e  $f_T$  são como definidos anteriormente e  $p$  indica posto tarifário ponta ou fora de ponta para as modalidades tarifárias horárias ou período de faturamento para a modalidade tarifária convencional binômica,  $D_{RE}(p)$  é o valor, por posto tarifário  $p$ , correspondente à demanda de potência reativa excedente à quantidade permitida por  $f_R$ , em Reais (R\$),  $PAM_T$  é a demanda de potência ativa medida no intervalo de integralização  $T$ , em quilowatt (kW),  $PAF(p)$  é a demanda de potência ativa faturável, em cada posto tarifário  $p$ , em quilowatt (kW),  $VR_{DRE}$  é o valor de referência, em Reais por quilowatt (R\$/kW), equivalente às tarifas de demanda de potência - para o posto tarifário fora de ponta - das tarifas de fornecimento aplicáveis aos subgrupos do grupo A para a modalidade tarifária horária azul,  $MAX$  é uma função que identifica o valor máximo da equação, dentro dos parênteses correspondentes, em cada posto tarifário  $p$  e por fim,  $n$  é o número de intervalos de integralização  $T$ , por posto tarifário  $p$ , no período de faturamento.

Nos casos em que o medidor não permite medição horária, é aplicado o cálculo descrito no artigo 97 da Resolução Normativa Nº 414, de acordo com as equações (22) e (23).

$$E_{RE} = EEAM \times \left( \frac{f_R}{f_M} - 1 \right) \times VR_{ERE} \quad (22)$$

$$D_{RE} = \left( PAM \times \frac{f_R}{f_M} - PAF \right) \times VR_{DRE} \quad (23)$$

Onde, na equação (22),  $f_R$  e  $VR_{ERE}$  possuem a mesma definição dada anteriormente,  $f_M$  é o fator de potência indutivo médio da unidade consumidora,  $E_{RE}$  é o valor correspondente à energia elétrica reativa excedente à quantidade permitida por  $f_R$ , em Reais (R\$) e  $EEAM$  é o montante de energia elétrica ativa medida no período de faturamento, em megawatt-hora (MWh).

Na equação (23),  $D_{RE}$  é o valor correspondente à demanda de potência reativa excedente à quantidade permitida pelo fator de potência de referência, em Reais (R\$),  $PAM$  é a demanda

de potência ativa medida durante o período de faturamento, em quilowatt (kW),  $PAF$  é a Demanda de potência ativa faturável, em quilowatt (kW) e os termos  $VR_{DRE}$ ,  $f_R$  e  $f_M$  são conforme estabelecidos anteriormente.

A fim de evitar a cobrança de excedente de reativos, é possível adotar métodos para elevar o fator de potência. Um dos mais populares é a utilização de um banco de capacitores, fixo ou chaveado, para compensar o excesso de energia indutiva, mais comum em indústrias que possuem muitos motores elétricos. Entretanto, esses bancos não permitem o ajuste fino da potência injetada na rede. Para isto, é possível utilizar um STATCOM.

### 3.2 Princípio de Funcionamento do STATCOM

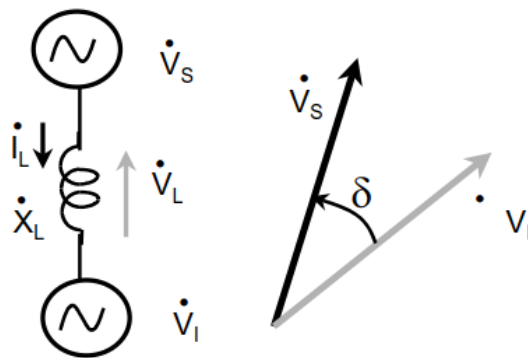
Como alternativa aos métodos tradicionais utilizando capacitores e reatores, Gyugi (1976) apresentou possíveis métodos de controle de reativos utilizando circuitos com tiristores. Os conversores (CC-CA ou CA-CA) atuam como fontes de tensão e corrente e produzem potência reativa através da circulação de corrente alternada no sistema, sem a necessidade de componentes armazenadores de energia. Essa operação é similar à de uma máquina síncrona cuja saída de potência reativa é variada através do controle da corrente de excitação da máquina. Também é possível inserir potência ativa com um conversor. Devido às similaridades com a máquina síncrona rotativa, esses conversores são chamados geradores síncronos estáticos. Quando aplicados para controle de potência reativa, esses geradores são chamados Compensadores Síncronos Estáticos ou STATCOM (HINGORANI; GYUGYI, 2000). Dixon e outros (2005) apresentam uma revisão do estado da arte em tecnologias de compensação de reativos, entre eles os que utilizam geradores estáticos síncronos em série e em paralelo.

Os STATCOM podem ser utilizados para compensação de reativos em diversos tipos de sistemas, como linhas de transmissão, distribuição e junto à carga. Segundo Hingorani e Gyugyi (2000), para uma linha de transmissão, o melhor ponto de conexão para um compensador ideal localiza-se na metade da linha de transmissão e seu uso permite aumentar a capacidade de transmissão de potência ativa da linha, enquanto que, caso a compensação seja feita em um sistema de distribuição radial, o melhor ponto de conexão é próximo ao final da linha e contribui para manter o nível de tensão dentro dos limites permitidos. Watanabe e

outros (1998) discutem o uso de compensadores em linhas de transmissão e Cavaliere e outros (2003) apresentam o uso do dispositivo em um sistema de distribuição.

Para descrever o funcionamento do STATCOM, será considerado o esquema simplificado da Figura 14. Neste esquema,  $V_I$  é a tensão de saída do inversor,  $V_S$  é a tensão da rede e  $X_L$  representa a reatância entre o gerador da rede e o inversor. As potências ativa  $P_S$  e reativa  $Q_S$  entre as duas fontes de tensão, em regime permanente, estão apresentadas nas equações (24) e (25) (CAVALIERE et al., 2003).

Figura 14 – Esquema simplificado da conexão do STATCOM à rede



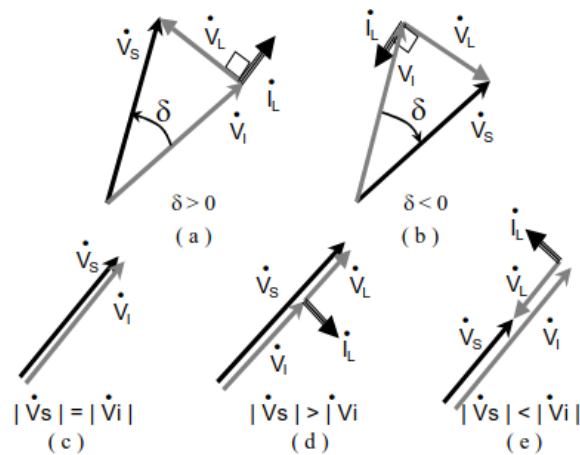
Fonte: Cavaliere e outros (2003).

$$P_S = \frac{V_S V_I}{X_L} \text{sen}(\delta) \quad (24)$$

$$Q_S = \frac{V_S^2}{X_L} - \frac{V_S V_I}{X_L} \text{cos}(\delta) \quad (25)$$

Quando a tensão  $V_I$  está adiantada da tensão  $V_S$  e  $-90 < \delta < 0$ , existe potência ativa fluindo do STATCOM para a rede, representado pela Figura 15(a). Em contrapartida, se  $V_I$  estiver atrasada de  $V_S$ , a potência flui da rede para o STATCOM, representado pela Figura 15(b). Se  $V_I$  estiver em fase com  $V_S$  e seus módulos forem iguais, então não há troca de potência ativa ou reativa, mostrado na Figura 15(c), situação em que se diz que o STATCOM está flutuando. Porém, se  $|V_I| < |V_S|$  o STATCOM absorve potência reativa e se  $|V_I| > |V_S|$  o STATCOM injeta, representado nas Figuras 15(d) e 15(e), respectivamente.

Figura 15 – Diagramas fasoriais da operação do STATCOM (a)  $V_I$  adiantada em relação a  $V_S$ , (b)  $V_I$  atrasada de  $V_S$ , (c)  $V_I$  e  $V_S$  em fase e com módulos iguais, (d)  $|V_S| > |V_I|$  e (e)  $|V_S| < |V_I|$



Fonte: Cavaliere e outros (2003).

Assim, de acordo com o módulo e ângulo da tensão do STATCOM em relação à tensão da rede, é possível controlar os fluxos de potências ativa e reativa que flui entre o dispositivo e o sistema. Idealmente, conforme apresentado no esquema da Figura 14, é possível trocar apenas potência reativa com a rede, mantendo as tensões em fase.

### 3.3 Comentários Finais

Nesta seção apresentou-se o conceito de fator de potência e os efeitos de um baixo fator de potência em um sistema elétrico. Mostrou-se o limite adotado no sistema elétrico brasileiro e as cobranças aplicáveis a consumidores que injetam um excesso de reativos no sistema. Por fim, foi apresentado o STATCOM como método de correção de fator de potência e seu princípio de funcionamento, que permite trocar potências ativa e reativa com o sistema por meio do controle do módulo e do ângulo da tensão produzida no equipamento.

Neste trabalho, a PMCT discutida na seção 2 foi utilizada como a fonte de tensão que compõe o STATCOM, enquanto os filtros L e LCL mostrados na seção 2.3 atenuam os harmônicos produzidos na PMCT, apresentando para a rede a tensão quadrada produzida como próxima de uma onda senoidal, ao inserir uma impedância de acoplamento entre o inversor e a rede.



Para ajustar a potência reativa que o STATCOM insere é necessário adicionar um controlador. A seção seguinte descreve os três tipos de controladores analisados e simulados: proporcional e integral; *fuzzy*; e perturba e observa, explicando o princípio de funcionamento de cada um.

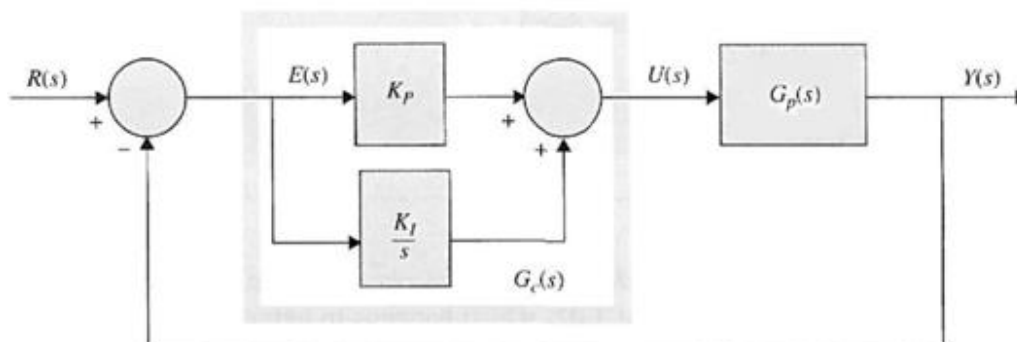
## 4 CONTROLADORES

O controle da potência reativa injetada pelo STATCOM, como visto na seção 3.2, é feito através da tensão de saída na PMCT, que por sua vez é controlada por meio da onda senoidal de referência utilizada nas técnicas de modulação mostradas na seção 2.2. O ângulo da onda de referência foi mantido o mesmo que o da tensão da rede no ponto de conexão, pois em uma situação ideal, conforme a mostrada na seção 3.2, a potência ativa trocada entre rede e STATCOM é nula quando as tensões estão em fase, e será utilizada alimentação CC ideal constante, não requerendo fluxo de potência ativa. Já o módulo da tensão de referência foi variado com o objetivo de manter o fator de potência (do ponto de vista da rede) dentro dos limites estabelecidos pelo PRODIST. Para isto, foram analisados os controladores proporcional e integral, *fuzzy* e perturba e observa, cujos funcionamentos são descritos nas seções a seguir.

### 4.1 Proporcional e Integral

O controlador proporcional, integral e derivativo (PID) é um dos mais utilizados e possui este nome por aplicar um sinal de controle que é composto pela soma de uma parte proporcional ao sinal de erro, à integral do sinal de erro e à derivada do sinal de erro. Neste trabalho optou-se por adotar somente as parcelas proporcional e integral, formando um controlador PI. A Figura 16 traz o diagrama de blocos de um controlador PI no domínio da frequência. Na figura,  $R(s)$  é o sinal de referência desejado,  $U(s)$  o sinal de controle,  $Y(s)$  o sinal de saída e  $G_p(s)$  representa a função de transferência do sistema a ser controlado.

Figura 16 – Diagrama de blocos de um sistema de controle com controlador PI



Fonte: Golnaraghi e Kuo (2010).

Nota: Modificado pela autora.

Os efeitos de um controlador PI na função de malha aberta do sistema são a adição de um polo na origem e um zero em  $s = -K_I/K_P$ . A função de transferência de malha fechada do sistema resultante é apresentada na equação (26).

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_C(s)G_P(s)}{1 + G_C(s)G_P(s)} \quad (26)$$

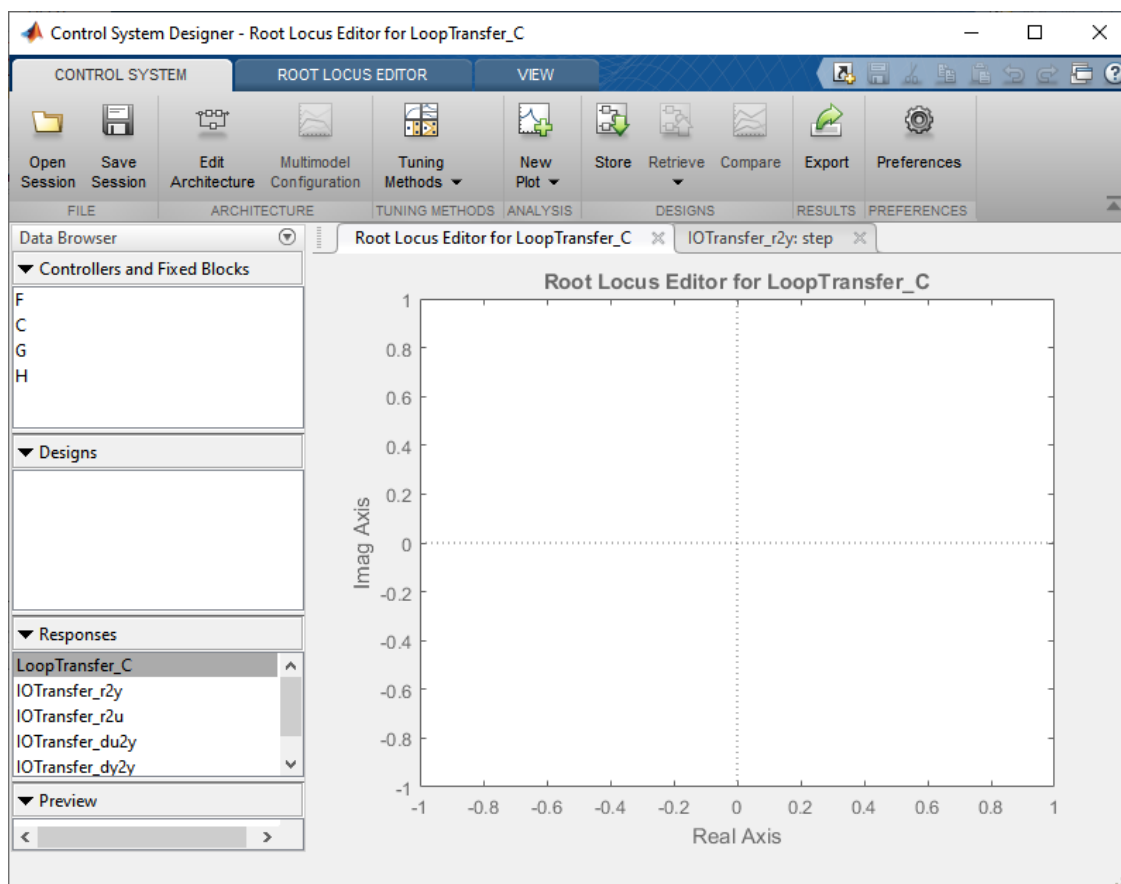
#### 4.1.1 Metodologia de Projeto do Controlador PI via Lugar das Raízes

Uma das formas que podem ser utilizadas para escolher as constantes  $K_P$  e  $K_I$  do controlador é por meio do método de lugar das raízes. Este método consiste em analisar o local dos polos de malha fechada, ou seja, das raízes de  $1+G_C(s)G_P(s)=0$ , quando o ganho varia de zero a infinito. O projeto do controlador se baseia na modificação do lugar das raízes do sistema, por meio do acréscimo de polos e zeros à função de transferência de malha aberta, forçando os polos a passarem pelos pontos desejados no sistema de malha fechada (OGATA, 2011).

Para que o sistema seja estável, o local dos polos de malha fechada deve estar à esquerda do eixo  $j\omega$ . Algumas outras características importantes da resposta ao degrau podem ser alteradas a partir da modificação do local dos polos, como tempo de resposta e amortecimento dos pares de polos complexos. O tempo de resposta será aproximadamente o valor real do polo dominante (mais próximo à origem) do sistema.

Para facilitar o projeto, pode ser utilizada a ferramenta *rltool* do *software* MATLAB, cuja interface é mostrada na Figura 17. O *rltool* permite editar a arquitetura do sistema de controle e alocar os polos e zeros do controlador. Além disso, é possível adicionar curvas auxiliares a partir dos requisitos do projeto e visualizar a resposta ao degrau do sistema em malha fechada e o comportamento do sinal de controle.

Figura 17 – Ferramenta do MATLAB para projeto de controlador via lugar das raízes



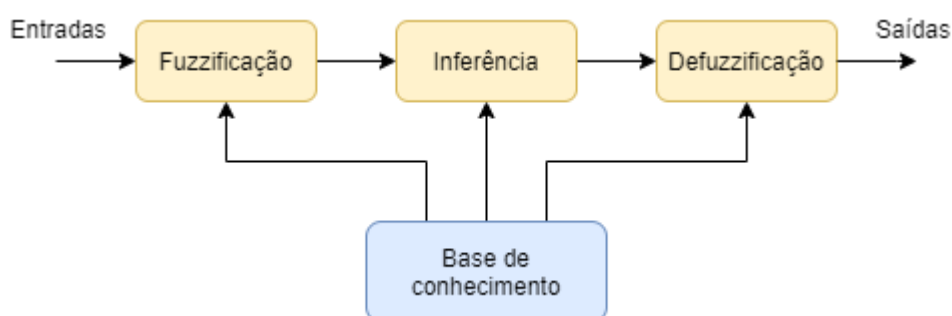
Fonte: Produção da própria autora.

## 4.2 Fuzzy

A lógica nebulosa, popularmente conhecida pelo termo em inglês *fuzzy*, tem como uma das características mais fortes a capacidade de incorporar o raciocínio de um especialista à saída do sistema *fuzzy*. Isto é observado tanto na modelagem das entradas e saídas do sistema, no qual definem-se conjuntos *fuzzy* e o grau de pertinência com que um valor pertence a cada conjunto, quanto na base de regras que estabelece as relações entre os conjuntos de entrada e de saída. Como o controlador baseado em lógica *fuzzy* processa regras definidas pelo projetista, estas podem ser facilmente modificadas para melhorar ou alterar a performance do sistema (PRASAD; ALI; VENKATESWARLU, 2016). Dubois e Prade (1980) apresentam as ferramentas matemáticas para manipulação dos conjuntos *fuzzy* e algumas aplicações da teoria.

O fluxograma para decisão baseado em lógica nebulosa está apresentado na Figura 18. A etapa de *fuzzificação* consiste em transformar as medidas numéricas em valores de pertinência aos conjuntos *fuzzy* definidos na base de conhecimento, ou seja, é dizer se aquela medida pertence a algum conjunto *fuzzy* e com qual grau de pertinência. Para isto, os conjuntos de cada universo são previamente definidos na base de conhecimento por meio das funções de pertinência, que costumam ser de formato triangular, trapezoidal, gaussiano ou sigmoide.

Figura 18 – Etapas para decisão com lógica nebulosa



Fonte: Produção da própria autora.

Após a *fuzzificação*, é feita a inferência com base nas regras definidas na base de conhecimento. As regras seguem o formato “SE  $x$  é A ENTÃO  $y$  é B”, onde  $x$  é a entrada, A é um conjunto do universo daquela entrada e  $y$  é a saída. O formato que a saída assume nas regras varia de acordo com o tipo de sistema utilizado. O mais comum é o Mamdani em que são definidos conjuntos *fuzzy* no universo da variável de saída  $y$  (como é feito com as entradas) e B é um destes conjuntos (MAMDANI; ASSILIAN, 1975). Outro tipo bem conhecido foi apresentado por Takagi e Sugeno (1985), onde B não é um conjunto *fuzzy* e sim uma função linear das entradas. Outros operadores como E, OU e NÃO podem ser aplicados para definir as relações desejadas entre as variáveis. Terminadas as inferências, ocorre a agregação das regras e a *defuzzificação*, onde os valores de pertinência dos conjuntos *fuzzy* são transformados novamente em valores numéricos. O método mais conhecido para *defuzzificação* é o centroide (PRASAD; ALI; VENKATESWARLU, 2016).

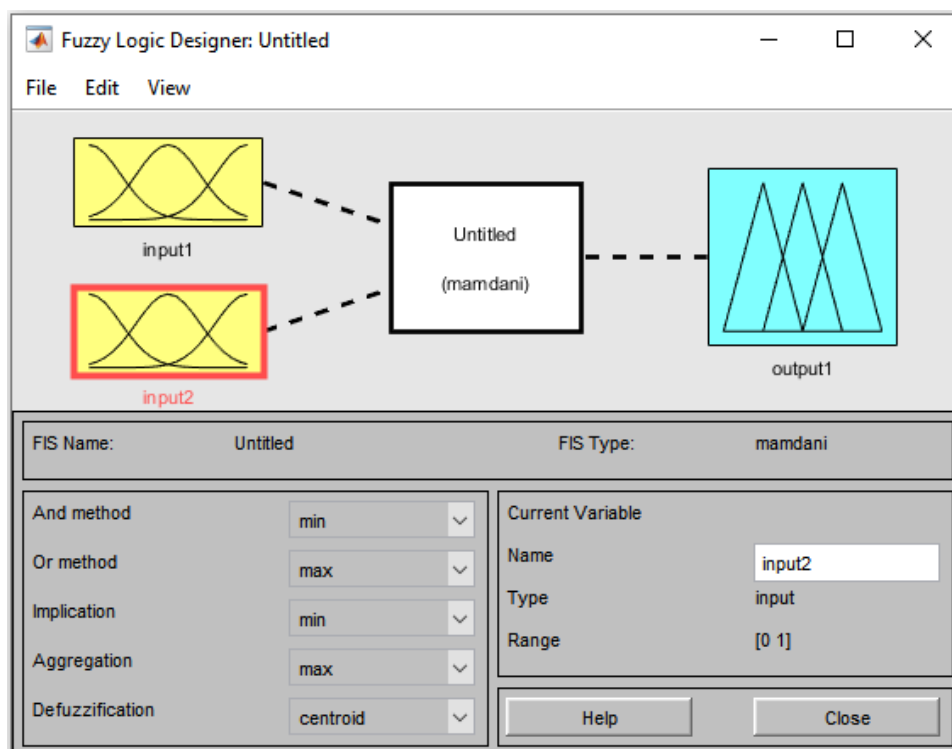
#### 4.2.1 Metodologia de Projeto do Controlador *Fuzzy*

Neste trabalho, foi escolhido o método de inferência de Mamdani e o projeto do controlador *fuzzy* se inicia com a definição dos conjuntos e suas funções de pertinência em cada variável

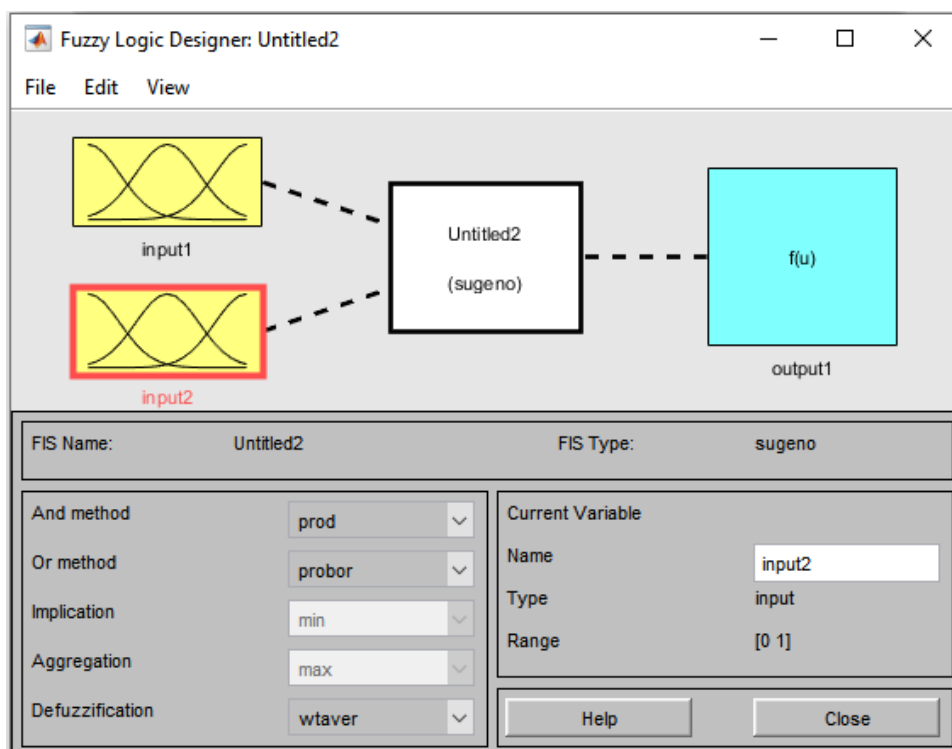
de entrada e de saída. Com os conjuntos estabelecidos, cria-se a base de regras que serão aplicadas para decidir qual será a saída e adota-se os métodos para aplicar as operações E, OU, implicação, agregação e *defuzzificação*. Algumas funções comuns utilizadas para a operação E e a implicação são o mínimo e o produto, enquanto para o OU é comum adotar o máximo ou o OU PROBABILÍSTICO. Para agregação é comum usar o máximo ou a soma, e para a *defuzzificação* o centroide. Por fim, testa-se o controlador por meio das simulações e são feitos pequenos ajustes na base de regras e nas funções de pertinência, caso necessário.

A Figura 19 apresenta a interface gráfica da ferramenta de projeto de sistemas *fuzzy* do tipo Mamdani disponível no *software* MATLAB, que facilita a visualização das funções de pertinência, criação de regras e definição das operações matemáticas. A ferramenta também permite escolher os valores de entrada e observar quais regras são ativadas e como elas compõem a saída, a fim de encontrar condições que levem a um comportamento indesejado e facilitar os ajustes no projeto. Já a Figura 20 mostra a interface gráfica para sistemas do tipo Takagi-Sugeno (ou simplesmente Sugeno), onde se observa que o bloco de saída possui em sua visualização uma função das entradas “ $f(u)$ ” ao invés dos conjuntos de saída.

Figura 19 – Ferramenta para projeto de sistema *fuzzy* Mamdani no MATLAB



Fonte: Produção da própria autora.

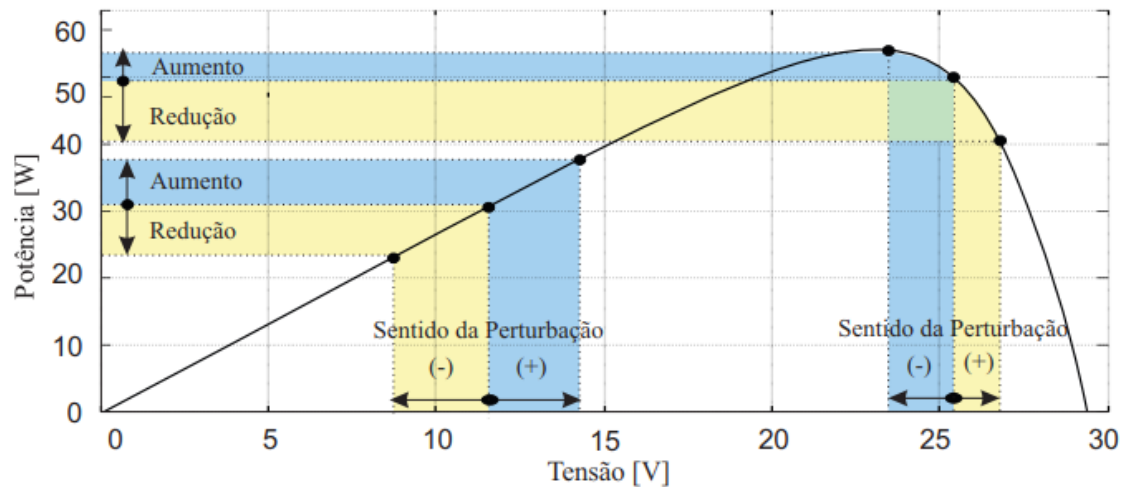
Figura 20 – Ferramenta para projeto de sistema *fuzzy* Sugeno no MATLAB

Fonte: Produção da própria autora.

### 4.3 Perturba e Observa

O método Perturba e Observa (P&O) é comumente utilizado em sistemas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT, do inglês *Maximum Power Point Tracking*) em sistemas fotovoltaicos, devido a sua simplicidade e o seu desempenho satisfatório. Sua ideia é bem simples e consiste em aplicar uma perturbação no sistema e monitorar a resposta. Considerando um sistema fotovoltaico, caso a perturbação na tensão do sistema resulte em acréscimo de potência, o sistema está caminhando para um ponto de máxima potência e o sentido da perturbação é mantido, porém, caso tenha ocorrido um decréscimo de potência, o sentido da perturbação é invertido (BARRETO, 2014). O Gráfico 6 ilustra uma perturbação a partir de dois pontos de operação distintos de uma curva de potência típica de um sistema fotovoltaico. Cavalcanti e outros (2007) compara o desempenho de algumas técnicas de MPPT, entre elas o P&O.

Gráfico 6 – Variação de potência para uma perturbação de tensão



Fonte: Barreto (2014).

Um ponto importante do controle P&O é que há uma oscilação, mesmo quando o sistema já está nas condições de operação desejadas. Uma maneira de diminuir este efeito é reduzir o tamanho da perturbação, entretanto, isto também pode aumentar o tempo de convergência. Desta forma, uma opção para reduzir a oscilação, mas também evitar que o tempo de convergência aumente, é ajustar o tamanho das perturbações de acordo com a proximidade do ponto de operação desejado.

#### 4.3.1 Metodologia do Projeto do Controlador Perturba e Observa

Neste trabalho o controlador P&O irá perturbar o índice de modulação da PMCT, aumentando ou diminuindo, e observar o comportamento do fator de potência. Caso a perturbação provoque o aumento no fator de potência, o controlador irá manter o sentido da perturbação. Em contrapartida, caso o fator de potência diminua, o controlador irá inverter o sentido da perturbação seguinte. O Quadro 3 resume a lógica aplicada. O projeto do P&O consiste em escolher o passo da perturbação, que será proporcional à distância entre o fator de potência desejado e o fator de potência medido. Devido à sua simplicidade, o ajuste da constante de proporcionalidade foi feito com base nos resultados das simulações.



Quadro 3 – Lógica para escolha do sentido de perturbação

<b>Sentido de perturbação do índice de modulação atual</b>	<b>Variação no fator de potência</b>	<b>Sentido da próxima perturbação</b>
Aumento	Aumento	Aumento
Aumento	Diminuição	Diminuição
Diminuição	Aumento	Diminuição
Diminuição	Diminuição	Aumento

Fonte: Produção da própria autora.

#### 4.4 Comentários Finais

Nesta seção foi descrito o funcionamento dos controladores PI, *fuzzy* e P&O simulados e uma metodologia para projeto de cada um deles. Os três controladores atuam sobre o índice de modulação da PMCT a fim de controlar o fator de potência observado pela rede.

Na seção seguinte serão apresentados os detalhes específicos do projeto deste STATCOM, incluindo como foi implementada a lógica de acionamento das chaves segundo as técnicas de modulação mostradas, os valores de impedância dos filtros, da rede e das cargas utilizados nas simulações e os controladores projetados, conforme mostrado nesta seção.

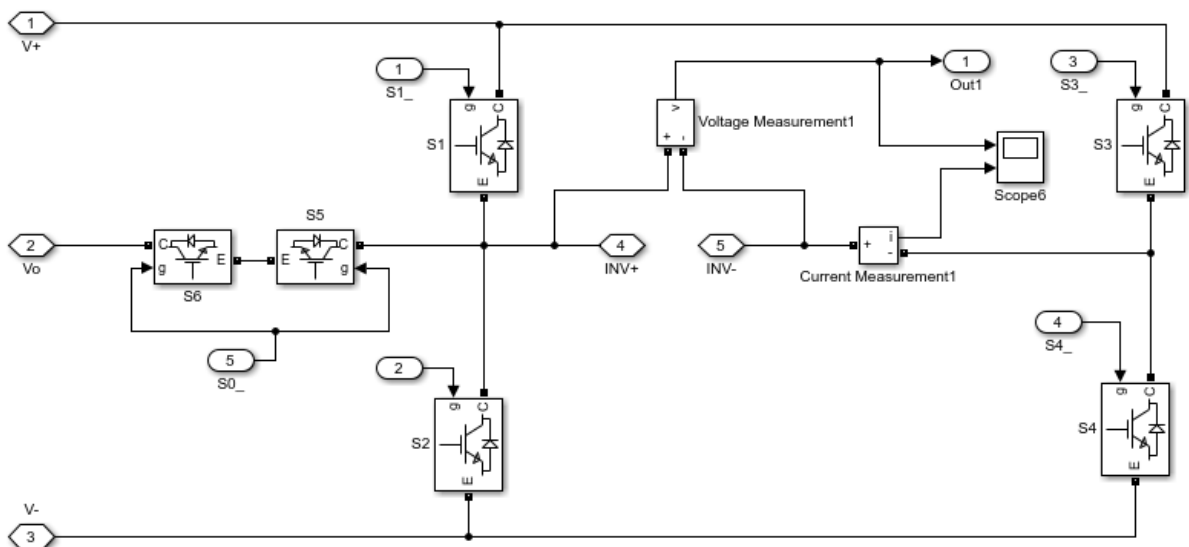
## 5 PROJETO E SIMULAÇÃO

O projeto do STATCOM iniciou-se com a implementação da topologia da PMCT, das técnicas de modulação e do filtro L. Posteriormente, fez-se o projeto do filtro LCL, incluiu-se as impedâncias da rede e da carga e projetou-se os controladores, testando o funcionamento do conjunto para diferentes cargas. Os resultados obtidos serão apresentados na seção 6, enquanto esta seção mostrará os detalhes do projeto. As simulações foram desenvolvidas no *Simulink* e foi utilizado passo de cálculo de  $10^{-5}$  segundos.

### 5.1 Implementação da PMCT, Técnicas de Modulação e Filtros

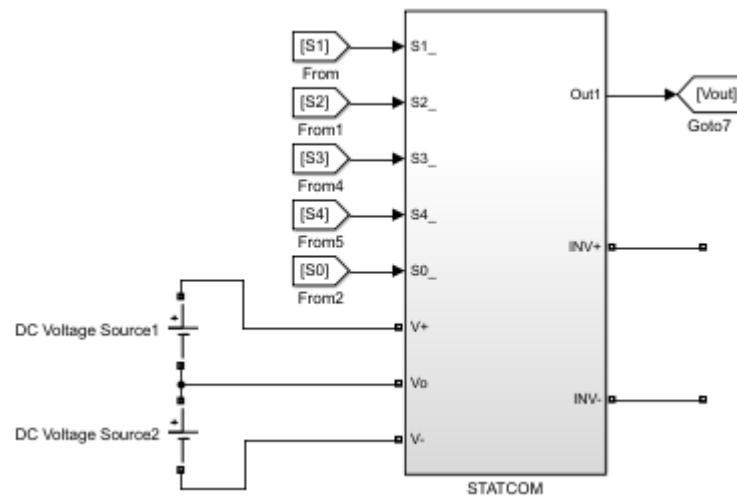
A topologia da PMCT mostrada na Figura 10 foi implementada no *Simulink* e está apresentada na Figura 21. A Figura 22 mostra o conjunto exterior do bloco construído, que é alimentado com duas fontes de 100 V e conectado aos sinais de acionamento das chaves. As saídas INV+ e INV- são ligadas ao filtro de saída. Foram escolhidas como características de projeto uma tensão eficaz máxima de saída de 141,4 V e potência reativa nominal de 4 kvar. O Quadro 4 resume as características de projeto mencionadas e outras que foram utilizadas ao longo do projeto.

Figura 21 – PMCT implementada no *Simulink*



Fonte: Produção da própria autora.

Figura 22 – Bloco do inversor



Fonte: Produção da própria autora.

Quadro 4 – Parâmetros de projeto adotados para o inversor

Parâmetro	Símbolo	Valor adotado
Tensão de alimentação contínua	E	200 V
Potência reativa nominal	Qnom	4 kvar
Frequência de saída	f	60 Hz
Frequência de Chaveamento	$f_{sw}$	8400 Hz

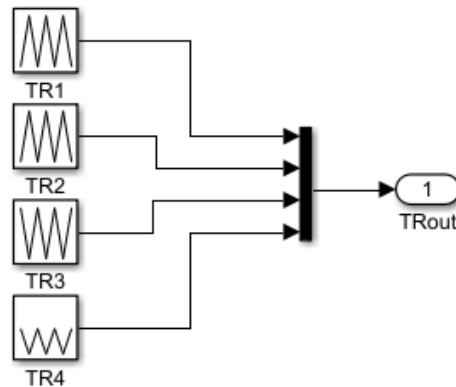
Fonte: Produção da própria autora.

Cabe aqui dizer que, para evitar ruído audível, a frequência de chaveamento é indicada ser superior a 20 kHz. Mas, para evitar longos tempos de simulação bem como excesso de pontos produzidos, optou-se por utilizar uma frequência menor.

### 5.1.1 Modulação com Múltiplas Portadoras

Para implementar a modulação com múltiplas portadoras, primeiramente foram gerados os sinais das portadoras e o sinal de referência. Depois, foi construído um bloco para criar os sinais de acionamento das chaves  $S_0$ ,  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ . A geração das portadoras é mostrada na Figura 23, utilizando o bloco *Repeating Sequence*, onde cada portadora possui amplitude de 0,25. A onda de referência é produzida utilizando o bloco *Sine Wave*, para gerar ondas senoidais com referência de tempo externa e amplitude igual a 1. O tempo externo é utilizado para que a onda gerada permaneça em fase com a tensão no ponto de conexão com a rede e a amplitude é multiplicada pelo índice de modulação  $m_a$  gerado nos blocos de controle, que serão explicados na seção 5.3.

Figura 23 – Geração das 4 portadoras para modulação com múltiplas portadoras



Fonte: Produção da própria autora.

Para simplificar o entendimento da lógica para geração dos sinais de acionamento das chaves, é apresentado o Quadro 5 que descreve quando cada chave da PMCT deverá ser ligada (a chave deve ser desligada nas demais situações). O Quadro 5 foi montado com base nas informações descritas dos níveis alto e baixo em cada modo do Quadro 2, dos estados das chaves para cada nível do Quadro 1 e do funcionamento da técnica de modulação descrito na seção 2.2.1.

Quadro 5 – Condições nas quais as chaves deverão ser ligadas na modulação com múltiplas portadoras

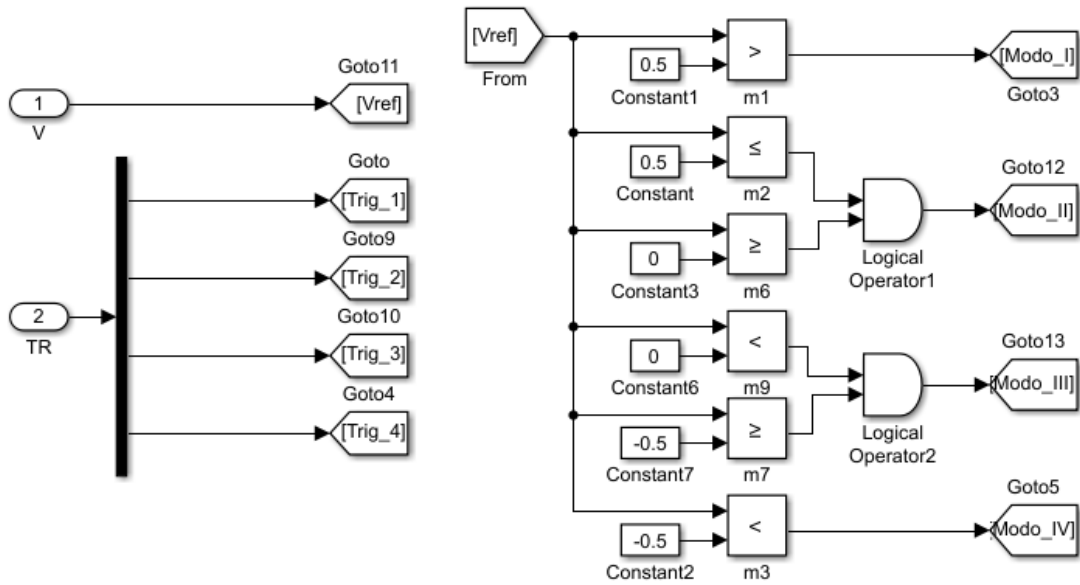
Chave a ser Ligada	Condições
$S_0$	Nível baixo do modo I ou Nível alto do modo II ou Nível baixo do modo III ou Nível alto do modo IV.
$S_1$	Nível alto do modo I ou Nível alto do modo III.
$S_2$	Nível baixo do modo II ou Nível baixo do modo IV.
$S_3$	Modo III ou Modo IV.
$S_4$	Modo I ou Modo II.

Fonte: Produção da própria autora.

As Figuras 24, 25 e 26 apresentam os blocos que implementam esta lógica. Os dados de entrada dos blocos são a onda de referência e as 4 portadoras. A Figura 24 mostra esses dados de entrada e uma lógica para identificação dos 4 modos de operação, enquanto que a Figura

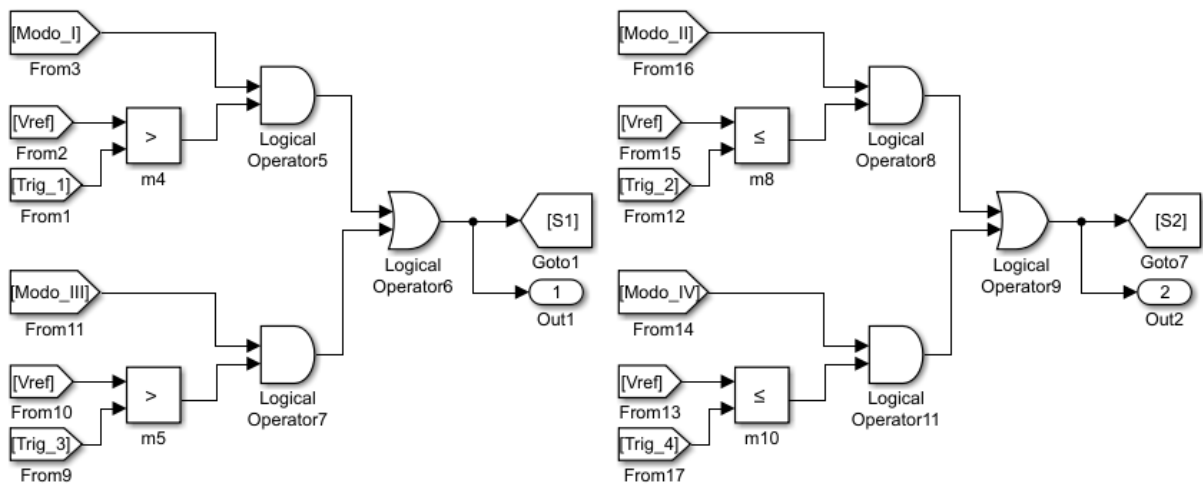
25 exibe a geração dos sinais de acionamento de S<sub>1</sub> e S<sub>2</sub> e a Figura 26 apresenta a geração dos sinais S<sub>0</sub>, S<sub>3</sub> e S<sub>4</sub>, conforme as condições descritas no Quadro 5.

Figura 24 – Identificação de modo de operação para gerar sinais de acionamento na modulação com múltiplas portadoras



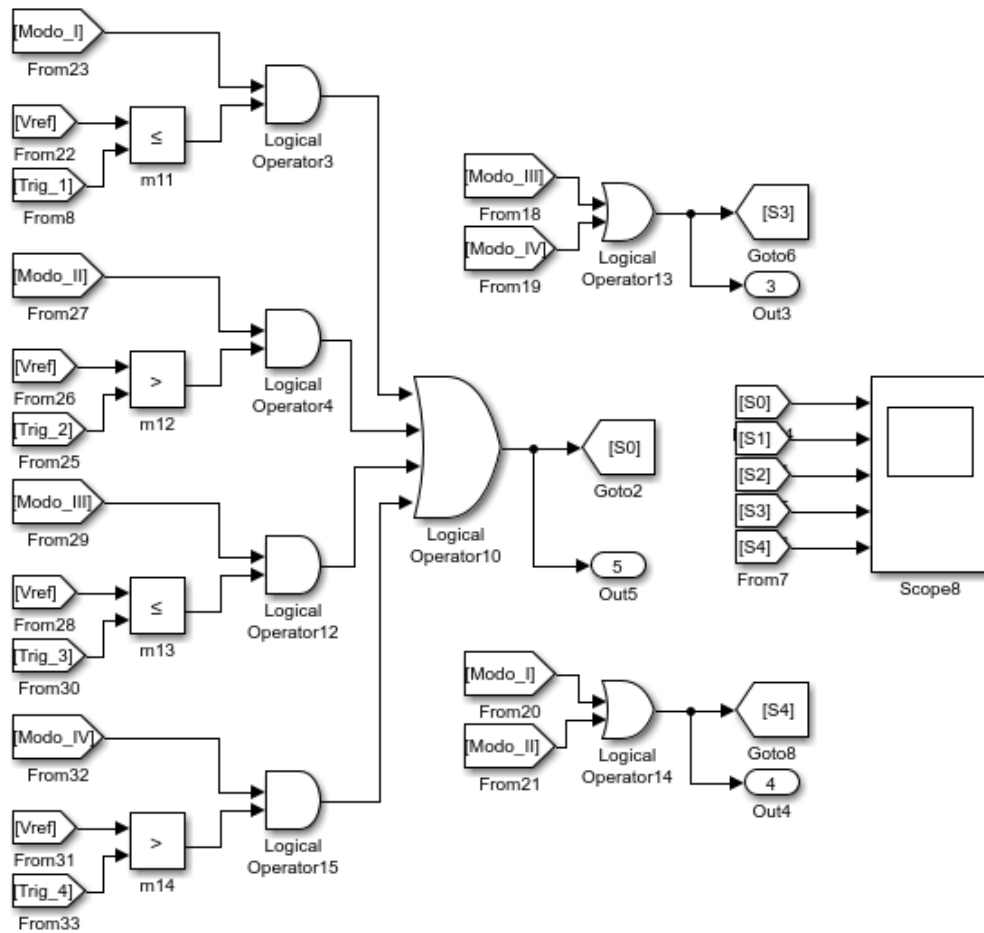
Fonte: Produção da própria autora.

Figura 25 – Geração dos sinais de acionamento S<sub>1</sub> e S<sub>2</sub> utilizando modulação com múltiplas portadoras



Fonte: Produção da própria autora.

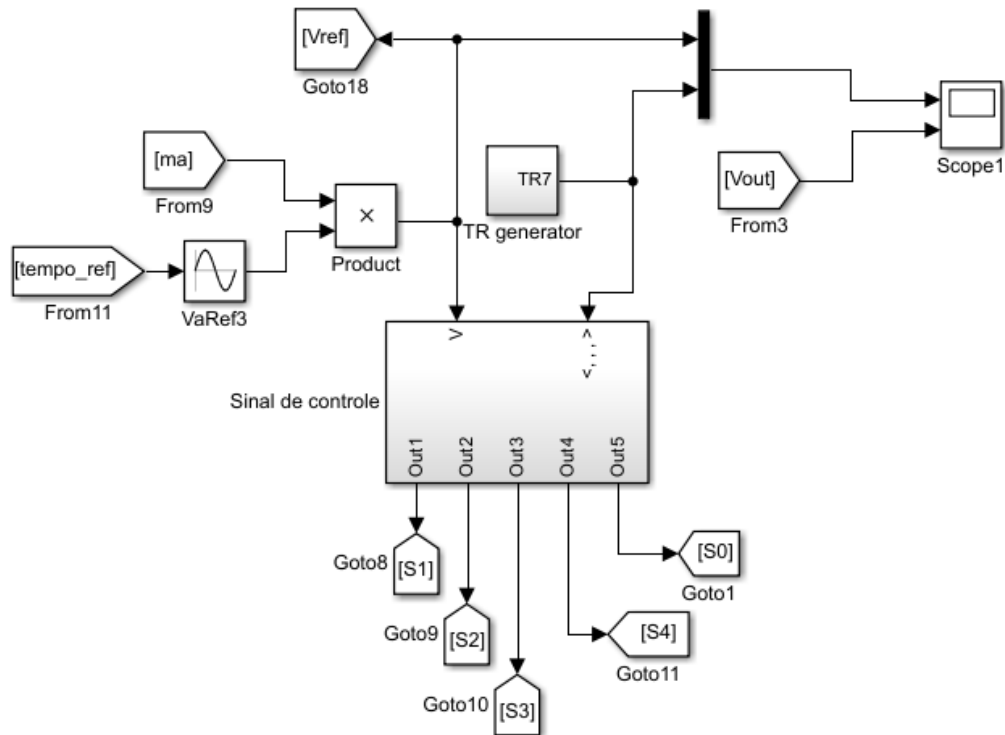
Figura 26 – Geração dos sinais de acionamento  $S_0$ ,  $S_3$  e  $S_4$  utilizando modulação com múltiplas portadoras



Fonte: Produção da própria autora.

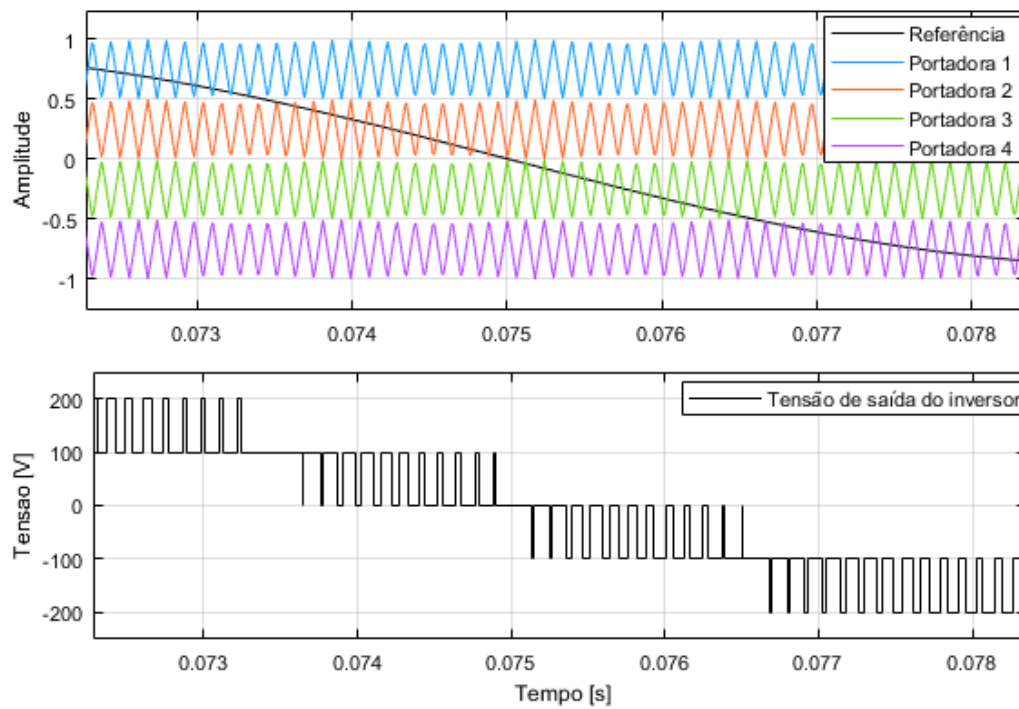
O bloco na simulação principal responsável pela geração do sinal de controle é mostrado na Figura 27, onde o bloco *TR generator* é onde são implementadas as portadoras da Figura 23. A geração do sinal  $m_a$  que modula a amplitude da tensão de referência e o sinal  $tempo\_ref$  serão apresentados na seção 5.3. O Gráfico 7 mostra os sinais de acionamento gerados e a tensão obtida na saída do inversor utilizando esta técnica.

Figura 27 – Bloco de geração dos sinais de acionamento utilizando modulação com múltiplas portadoras



Fonte: Produção da própria autora.

Gráfico 7 – Tensão de saída obtida utilizando múltiplas portadoras

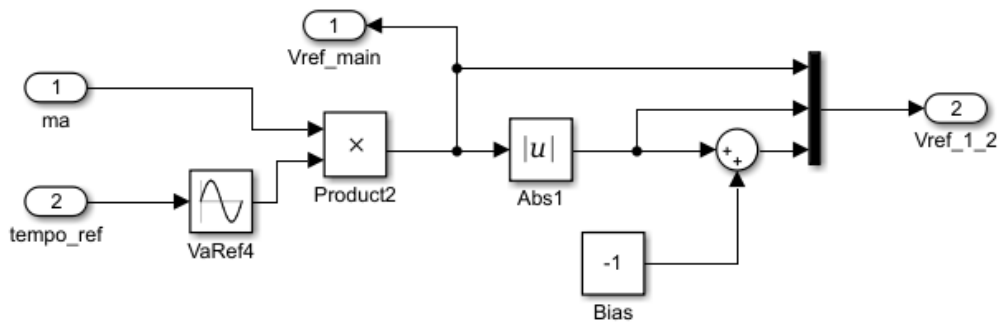


Fonte: Produção da própria autora.

### 5.1.2 Modulação com Múltiplas Referências

Para implementar a modulação com múltiplas referências seguiu-se método similar ao caso de múltiplas portadoras. Primeiramente, foram gerados o sinal da portadora e os sinais de referência e, em seguida, foi construído um bloco para criar os sinais de acionamento. A portadora produzida é deslocada para operar variando entre 0 e 1, ao passo que as ondas de referência possuem amplitude 2 e são produzidas pelo sistema apresentado na Figura 28. As entradas  $m_a$  e  $tempo\_ref$ , assim como no caso da modulação com múltiplas portadoras, são formadas nos blocos de controle e serão apresentados na seção 5.3.

Figura 28 – Geração das 2 referências para modulação com múltiplas referências



Fonte: Produção da própria autora.

O Quadro 6 descreve quando cada chave da PMCT deverá ser ligada (a chave deve ser desligada nas demais situações), com base no funcionamento da técnica de modulação descrito na seção 2.2.2 e nas chaves que devem ser acionadas para obter os níveis descritos no Quadro 1. As Referências 1 e 2 são conforme mostradas no Gráfico 4.

Quadro 6 – Condições nas quais as chaves deverão ser ligadas na modulação com múltiplas referências

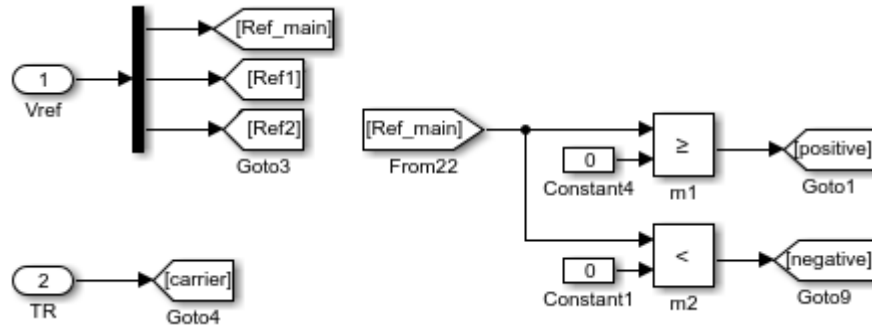
Chave a ser Ligada	Condições
$S_0$	Portadora menor que a Referência 1 e Portadora maior que a Referência 2
$S_1$	Semiciclo positivo e Portadora menor que a Referência 2 ou Semiciclo negativo e Portadora maior que a Referência 1
$S_2$	Semiciclo positivo e Portadora maior que a Referência 1 ou Semiciclo negativo e Portadora menor que a Referência 2
$S_3$	Semiciclo negativo
$S_4$	Semiciclo positivo

Fonte: Produção da própria autora.



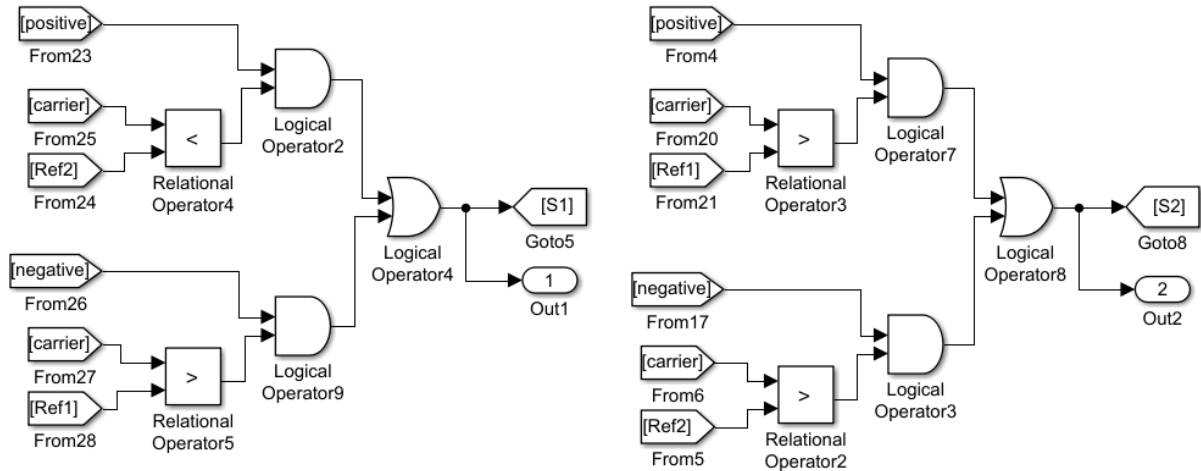
As Figuras 29, 30 e 31 apresentam o bloco que implementa esta lógica. A Figura 29 mostra os dados de entrada e uma lógica para identificação do semiciclo, enquanto a Figura 30 exibe a geração dos sinais de acionamento de  $S_1$  e  $S_2$  e a Figura 31 apresenta a geração dos sinais  $S_0$ ,  $S_3$  e  $S_4$ , conforme as condições descritas no Quadro 6.

Figura 29 – Identificação de semiciclo para gerar sinais de acionamento na modulação com múltiplas referências



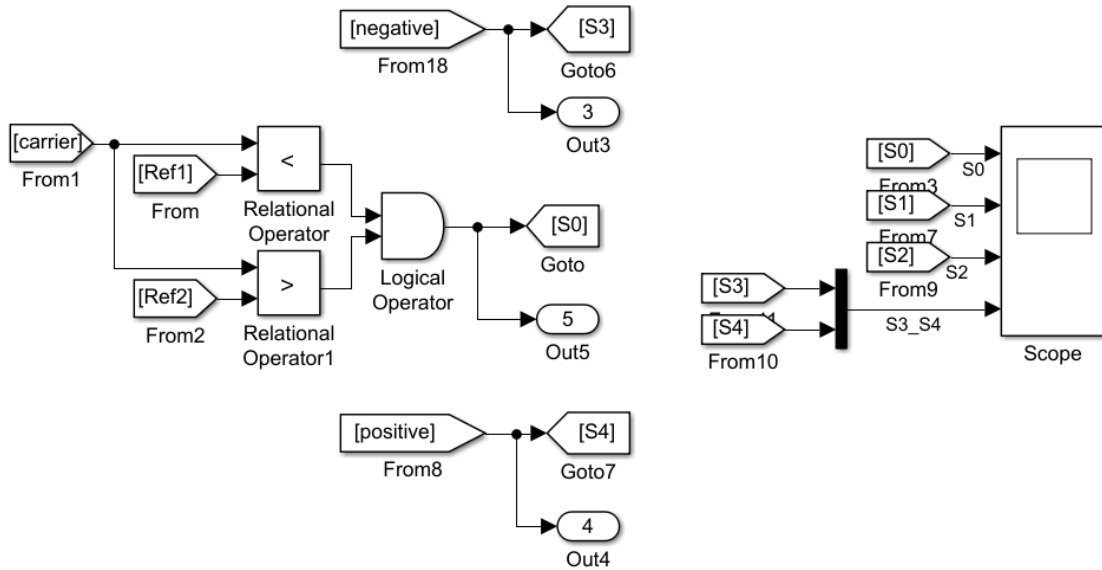
Fonte: Produção da própria autora.

Figura 30 – Geração dos sinais de acionamento  $S_1$  e  $S_2$  utilizando modulação com múltiplas referências



Fonte: Produção da própria autora.

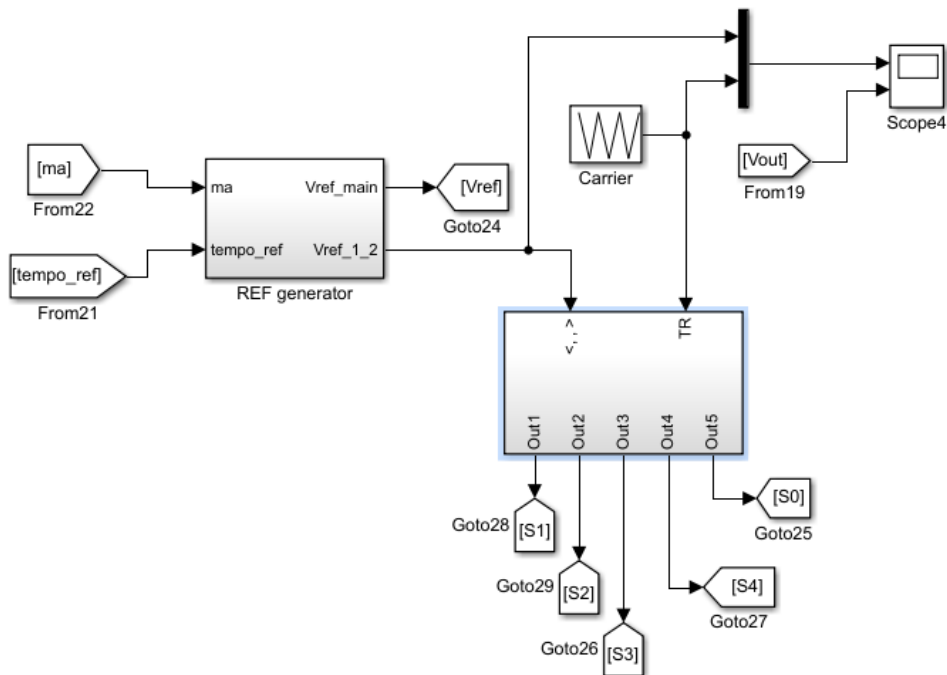
Figura 31 – Geração dos sinais de acionamento  $S_0$ ,  $S_3$  e  $S_4$  utilizando modulação com múltiplas referências



Fonte: Produção da própria autora.

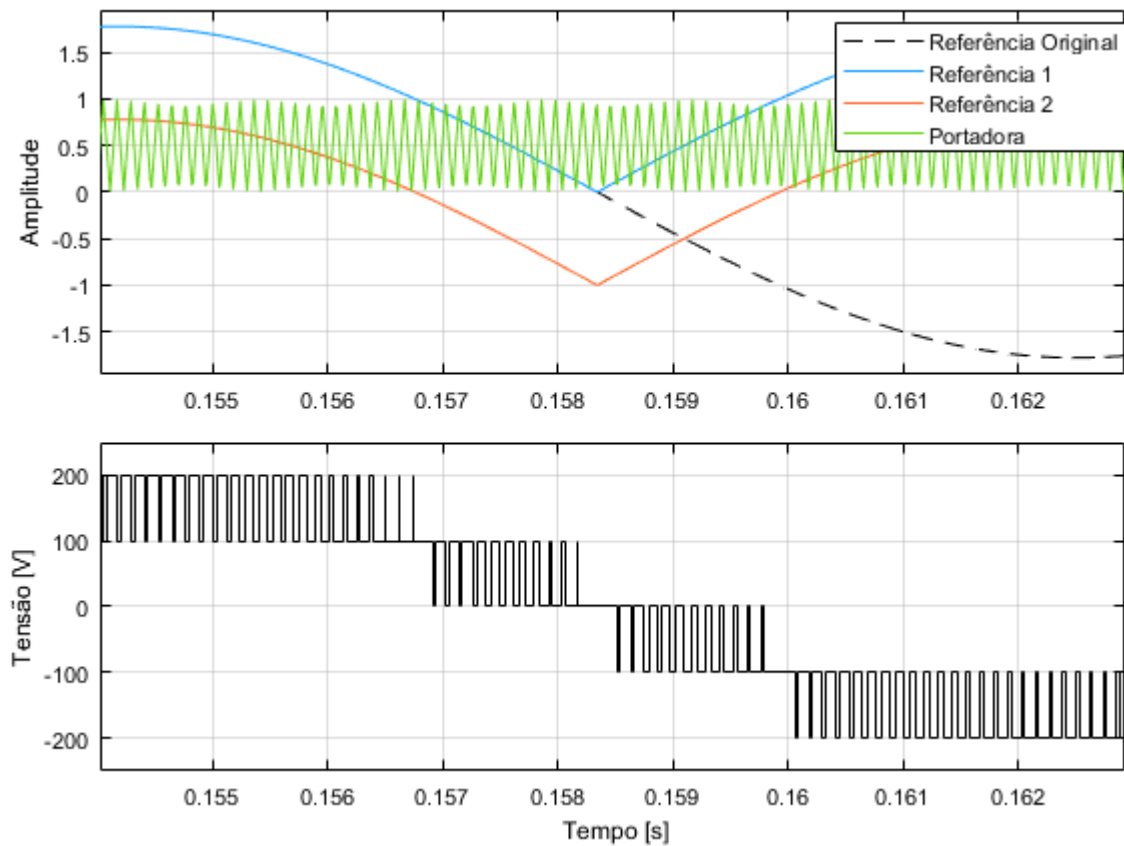
O bloco na simulação principal responsável pela geração do sinal de controle é mostrado na Figura 32, no qual o bloco *REF generator* é onde são implementadas as referências da Figura 28. O Gráfico 8 exibe os sinais de acionamento gerados e a tensão obtida na saída do inversor utilizando esta técnica.

Figura 32 – Bloco de geração dos sinais de acionamento utilizando modulação com múltiplas referências



Fonte: Produção da própria autora.

Gráfico 8 – Tensão de saída obtida utilizando múltiplas referências



Fonte: Produção da própria autora.

### 5.1.3 Projeto do Filtro L

Para projeto do filtro L foi utilizada a metodologia apresentada na seção 2.3.1 e os dados mostrados no Quadro 7. O parâmetro L calculado é exibido também no Quadro 7. A implementação deste filtro na simulação consiste em acrescentar o indutor com a indutância calculada em série com a saída do STATCOM.

Quadro 7 – Parâmetros adotados para cálculo do filtro L e valor calculado

Parâmetro	Valor
$Q_b$	4 kvar
$V_{rede}$	127 V
$f$	60 Hz
$L$	1,07 mH

Fonte: Produção da própria autora.

#### 5.1.4 Projeto do Filtro LCL

O cálculo dos parâmetros para o filtro LCL foi realizado aplicando a metodologia apresentada na seção 2.3.2 com os dados mostrados no Quadro 8 e obtendo os parâmetros exibidos no Quadro 9. O Gráfico 9 ilustra os diagramas de Bode dos filtro obtidos, sem e com resistor de amortecimento, calculados com as equações (18) e (19), respectivamente.

Quadro 8 – Parâmetros adotados para cálculo do filtro LCL

Parâmetro	Valor
$Q_b$	4kvar
$V_{rede}$	127V
$f$	60Hz
$f_{sw}$	8400Hz
$V_{DC}$	200V
$C_f$	$5\% \cdot C_b$
$\Delta I_{Lmax}$	$0,1 \cdot I_{nom}$
$k_a$	0,1

Fonte: Produção da própria autora.

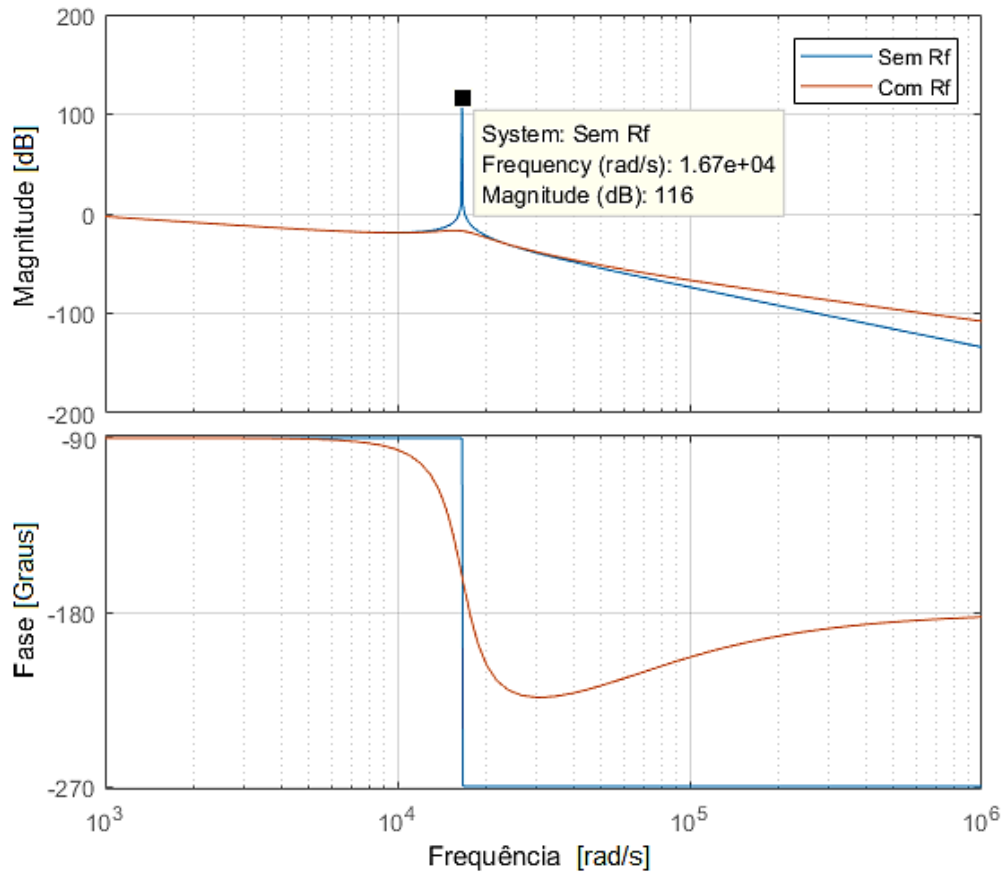
Quadro 9 – Parâmetros do filtro LCL calculados

Parâmetro	Valor
$L_1$	1,26mH
$C_f$	32,9 $\mu$ F
$L_2$	0,12mH
$f_{RES}$	2650,85Hz
$R_f$	0,608 $\Omega$

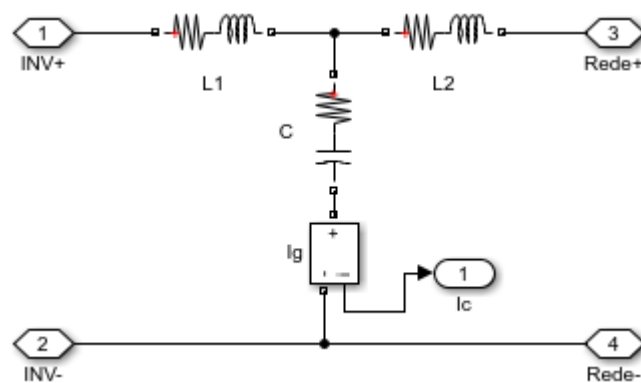
Fonte: Produção da própria autora.

Para melhorar a visualização deste filtro na simulação principal, os componentes foram agrupados em um bloco cujo interior é mostrado na Figura 33. Foram adicionadas pequenas resistências junto aos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , nos valores de 0,126 m $\Omega$  e 0,012 m $\Omega$ , respectivamente, pois foi observada maior rapidez nas simulações ao adicionar estas pequenas resistências.

Gráfico 9 – Diagrama de Bode do filtro LCL projetado



Fonte: Produção da própria autora.

Figura 33 – Filtro LCL no *Simulink*

Fonte: Produção da própria autora.

## 5.2 Impedância da Rede, das Cargas, Medição de Potência e Fator de Potência

A escolha da impedância da rede foi feita com base na informação apresentada por Jessen e outros (2015), relatando que a impedância pode ser assumida como um valor no intervalo 0,04

$\Omega < |Z_{\text{rede}}| < 0,2 \Omega$  com ângulo  $27^\circ < \theta_{\text{rede}} < 75^\circ$  a 50 Hz. Desta forma, foi adotado o valor de  $Z_{\text{rede}} = 0,1 \angle 30^\circ$  em 50Hz, resultando em um  $R_{\text{rede}} = 0,0866 \Omega$  e  $L_{\text{rede}} = 0,16 \text{ mH}$ . Entretanto, como a rede simulada neste trabalho opera em 60Hz, o valor de sua impedância é  $Z_{\text{rede}} = 0,105 \angle 34,7^\circ \Omega$ .

As impedâncias de carga utilizadas nos testes foram divididas segundo sua potência ativa e sua natureza da seguinte maneira: cargas pesadas, médias ou leves e de natureza indutiva, capacitiva, resistiva ou não-lineares (retificador alimentando carga resistiva). As cargas pesada, média e leve possuem 10 kW, 5 kW e 1 kW, respectivamente, e fator de potência variados de acordo com a natureza escolhida. As cargas pesadas têm fator de potência 0,75 indutivo, no caso de carga indutiva, 0,75 capacitivo, se for capacitiva, e 1 quando resistiva. Os valores adotados para todas as cargas estão apresentados no Quadro 10.

Quadro 10 – Impedâncias de carga adotadas nos testes

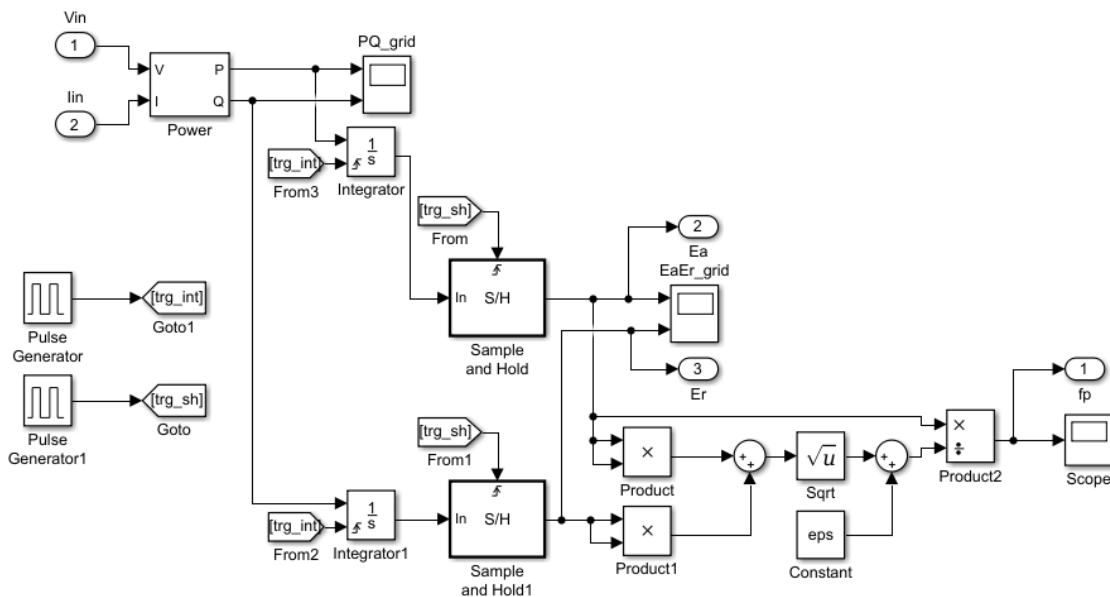
Nível de Potência	Natureza	Valor adotado
Leve	Indutiva	1 kW; fator de potência 0,707 ind.
	Capacitiva	1 kW; fator de potência 0,707 cap.
	Resistiva	1 kW
	Retificador	1 kW
Média	Indutiva	5 kW; fator de potência 0,8 ind.
	Capacitiva	5 kW; fator de potência 0,8 cap.
	Resistiva	5 kW
	Retificador	5 kW
Pesada	Indutiva	10 kW; fator de potência 0,75 ind.
	Capacitiva	10 kW; fator de potência 0,75 cap.
	Resistiva	10 kW
	Retificador	10 kW

Fonte: Produção da própria autora.

O fator de potência foi calculado a partir das energias ativa e reativa acumuladas em um intervalo de 200 ms. Segundo o item 9.1.3.1 do módulo 8 do PRODIST (ANEEL, 2020), os valores eficazes para a medição de tensão em regime permanente podem ser calculados por meio de amostras coletadas em janelas sucessivas, que devem compreender uma sequência de 12 ciclos (200 ms) a 15 ciclos (250 ms). Assim, o tempo de 200 ms (12 ciclos) foi adotado também para acúmulo de energia para fins de controle de reativos. Nota-se que este tempo é bem menor que o intervalo adotado para cobranças por excesso de reativos, que é de 1 hora. Isto é feito para que a correção do fator de potência seja rápida, evitando os problemas descritos na seção 3.1.

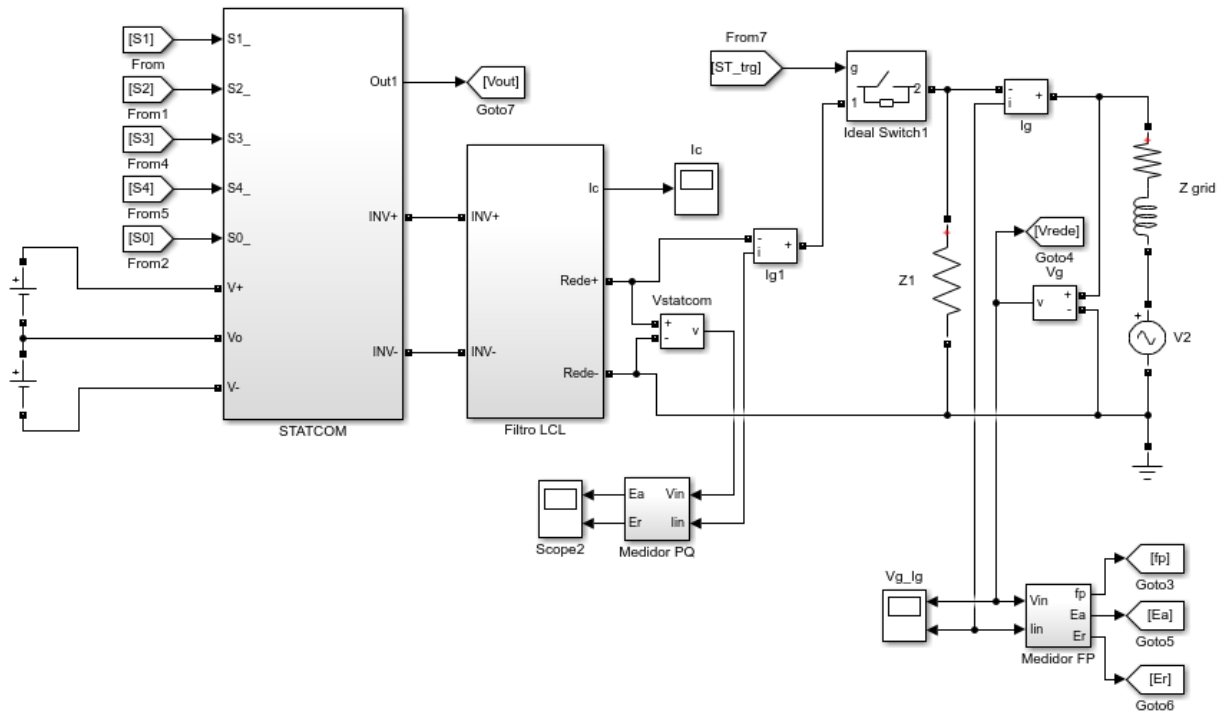
A Figura 34 mostra como a medição foi implementada no *Simulink*, formando um bloco chamado *Medidor FP*, cuja conexão com o restante do sistema é exibida na Figura 35. O bloco também é responsável pela medição das energias ativa e reativa no intervalo de 200ms, utilizadas pelos controladores de índice de modulação da PMCT. Inicialmente, mede-se tensão e corrente e com os valores são utilizados para calcular as potências ativa e reativa. As potências então são integralizadas para computar as energias que, por sua vez, são amostradas nos blocos *Sample and Hold*. Por fim, é feito o cálculo de fator de potência segundo a definição dada na seção 3.1. Um detalhe importante para o funcionamento deste método é que, embora ambos os sinais de relógio para os integradores e o bloco de amostragem sejam de 200ms, o sinal do integrador possui uma pequena defasagem de 1 ms para permitir que o valor acumulado seja amostrado antes que o integrador seja zerado. Outro detalhe é a soma de um valor ínfimo disponível no MATLAB (*eps* que equivale a  $2^{-52}$ ) para evitar que haja divisão por zero no início da execução da simulação.

Figura 34 – Implementação do cálculo de fator de potência



Fonte: Produção da própria autora.

Figura 35 – Sistema simulado (carga resistiva) com medição de fator de potência



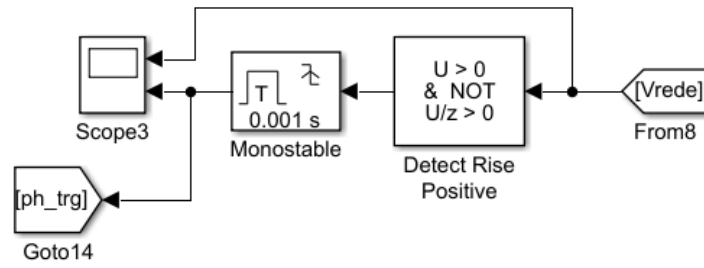
Fonte: Produção da própria autora.

### 5.3 Projeto e Implementação dos Controladores

Primeiramente, foi implementada uma lógica para sincronizar a onda senoidal utilizada como referência nas técnicas de modulação com a tensão da rede no ponto de conexão. Em seguida, foram projetados e testados os controladores PI, *fuzzy* e P&O responsáveis pelo ajuste do índice de modulação e, conseqüentemente, do fator de potência. O primeiro passo para a sincronia foi detectar o momento em que deve ser disparada a onda, ou seja, o momento em que a tensão cruza o valor 0 e está crescente. Esta implementação está apresentada na Figura 36 onde, após a detecção, foi adicionado o bloco *Monostable* para que pulso gerado permaneça em nível alto por mais tempo. O pulso resultante é utilizado como relógio para zerar o sinal de rampa produzido em um integrador, cujo sinal resultante é o *tempo\_ref* mencionado nas seções 5.1.1 (Figura 27) e 5.1.2 (Figura 28). A implementação deste trecho é mostrada na Figura 37 e o sinal resultante, no Gráfico 10.

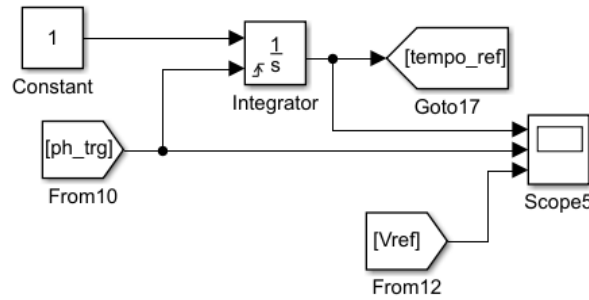


Figura 36 – Detecção de cruzamento por zero na tensão da rede



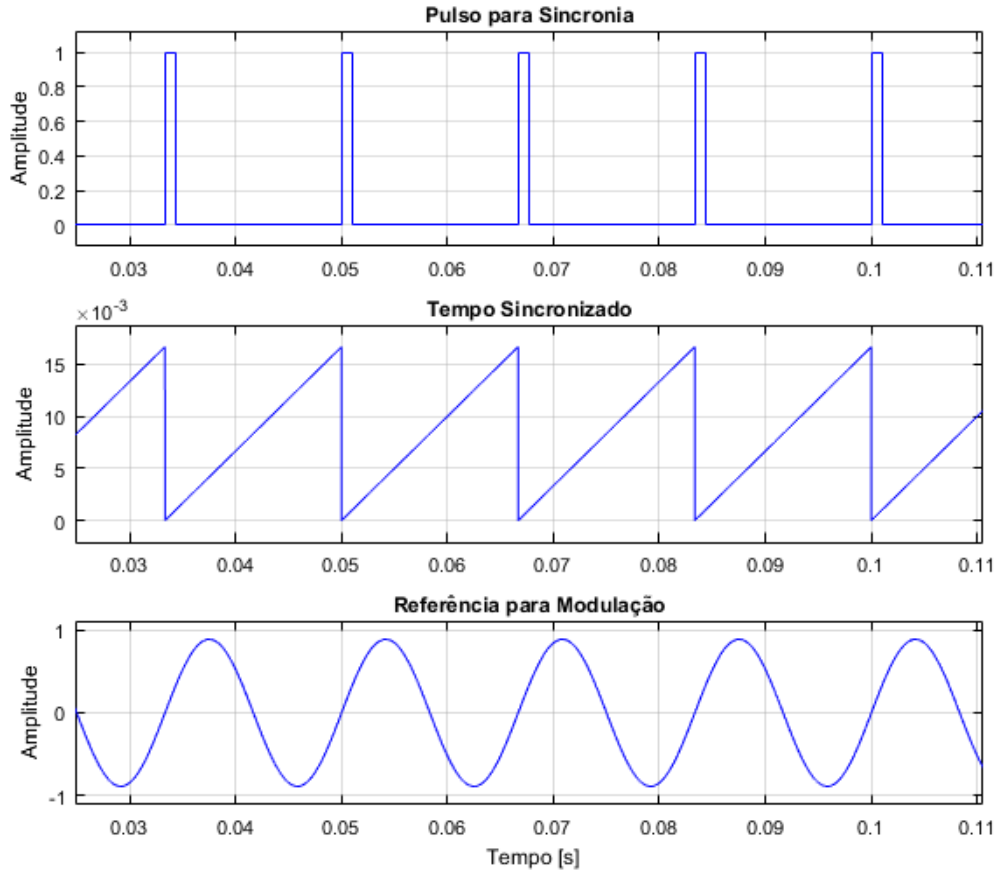
Fonte: Produção da própria autora.

Figura 37 – Geração do sinal de tempo sincronizado



Fonte: Produção da própria autora.

Gráfico 10 – Sinais para sincronia da onda de referência



Fonte: Produção da própria autora.

Nas seções a seguir serão apresentados os detalhes de projeto dos controladores PI, *fuzzy* e P&O, que possuem a função de ajustar o índice de modulação a fim de controlar a injeção de energia reativa do STATCOM e, conseqüentemente, o fator de potência observado na rede.

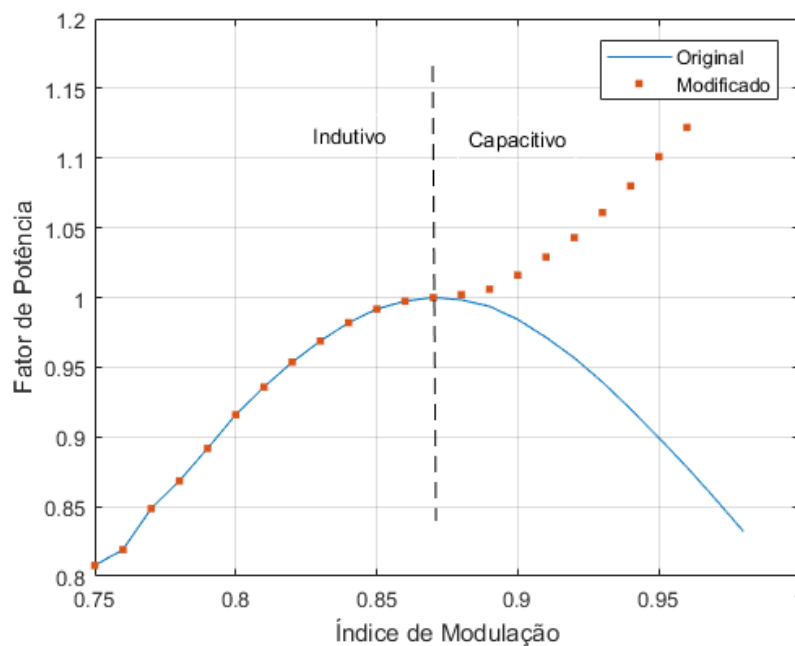
### 5.3.1 Projeto do Controlador PI

Deseja-se controlar o fator de potência através do índice de modulação ( $m_a$ ), entretanto ao analisar o comportamento do fator de potência em função de  $m_a$ , há uma concavidade em 1. Desta forma, o primeiro passo para projetar o controlador PI foi criar um fator de potência modificado ( $fp_{mod}$ ) que facilitasse o projeto. A equação (27) mostra a função utilizada para calcular o fator de potência modificado e o Gráfico 11 apresenta o fator de potência original e modificado em função do índice de modulação, para carga média resistiva. Na equação,  $fp$  é o fator de potência original e  $E_R$  é a energia reativa. O fator de potência modificado é igual ao fator de potência original se for indutivo e igual a  $2-fp$  se for capacitivo. A implementação no *Simulink* é mostrada na

Figura 38.

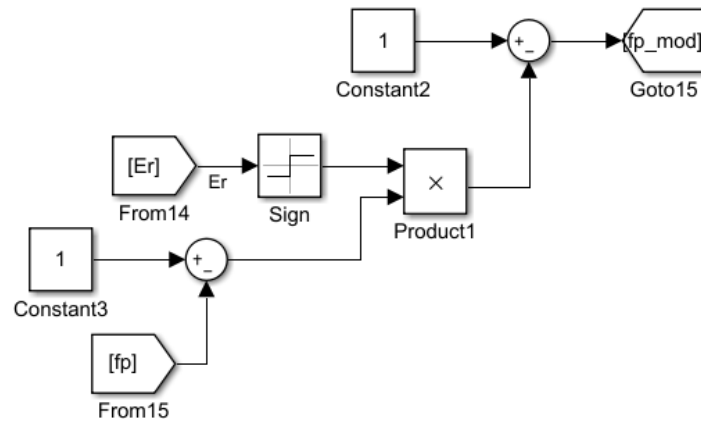
$$fp_{mod} = 1 - (1 - fp) \cdot sinal(E_R) \quad (27)$$

Gráfico 11 – Fator de potência original e modificado em função do índice de modulação



Fonte: Produção da própria autora.

Figura 38 – Implementação do cálculo do fator de potência modificado



Fonte: Produção da própria autora.

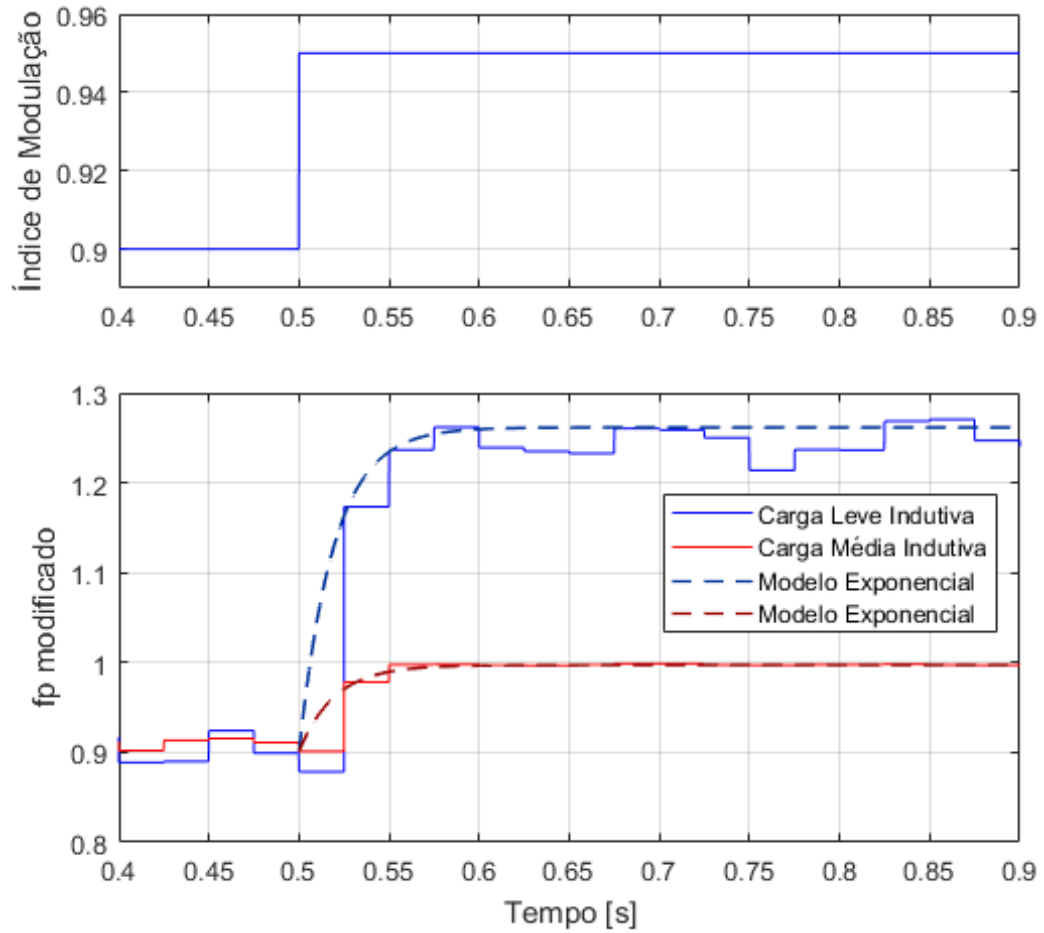
O próximo passo para o projeto do controlador PI foi a obtenção da função de transferência que relaciona  $fp\_mod$  e o índice de modulação. Isto foi feito aplicando um degrau no índice de modulação e aproximando a resposta obtida com a de um sistema de 1ª ordem. Foram testadas duas sintonias, uma utilizando a função de transferência estimada com uma carga leve indutiva e outra com uma carga média indutiva, que são descritas nas equações (28) e (29), respectivamente. O Gráfico 12 mostra o degrau utilizado e as respostas obtidas.

$$G_{P\ Leve}(s) = \frac{7,21}{0,0193\ s} \quad (28)$$

$$G_{P\ Média}(s) = \frac{1,922}{0,0196\ s} \quad (29)$$

Por fim, foi feita a escolha dos ganhos  $K_P$  e  $K_I$  utilizando o método do lugar das raízes. Durante a alocação do polo, do zero e a escolha do ganho foi adotado o critério de 1s para o tempo de resposta, além de observada a amplitude do sinal de controle. O Quadro 11 mostra os ganhos adotados em cada sintonia e as Figuras 39 e 40 apresentam os polos alocados considerando  $G_{P\ Leve}$  e  $G_{P\ Média}$ , respectivamente. Ressalta-se que os projetos ficaram bem parecidos graficamente, entretanto há uma diferença grande nos valores dos ganhos.

Gráfico 12 – Resposta ao degrau e modelo aproximado



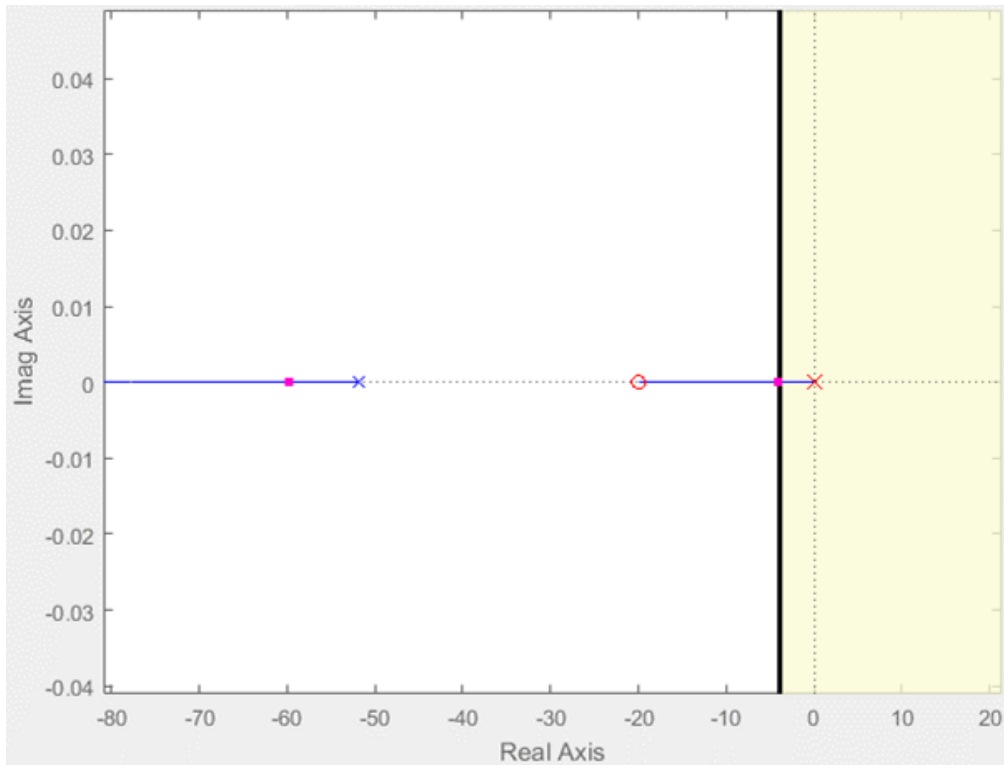
Fonte: Produção da própria autora.

Quadro 11 – Sintonias do controlador PI

$G_{P \text{ Leve}}$	$K_P$	0,032
	$K_I$	0,65
$G_{P \text{ Média}}$	$K_P$	0,12
	$K_I$	2,39

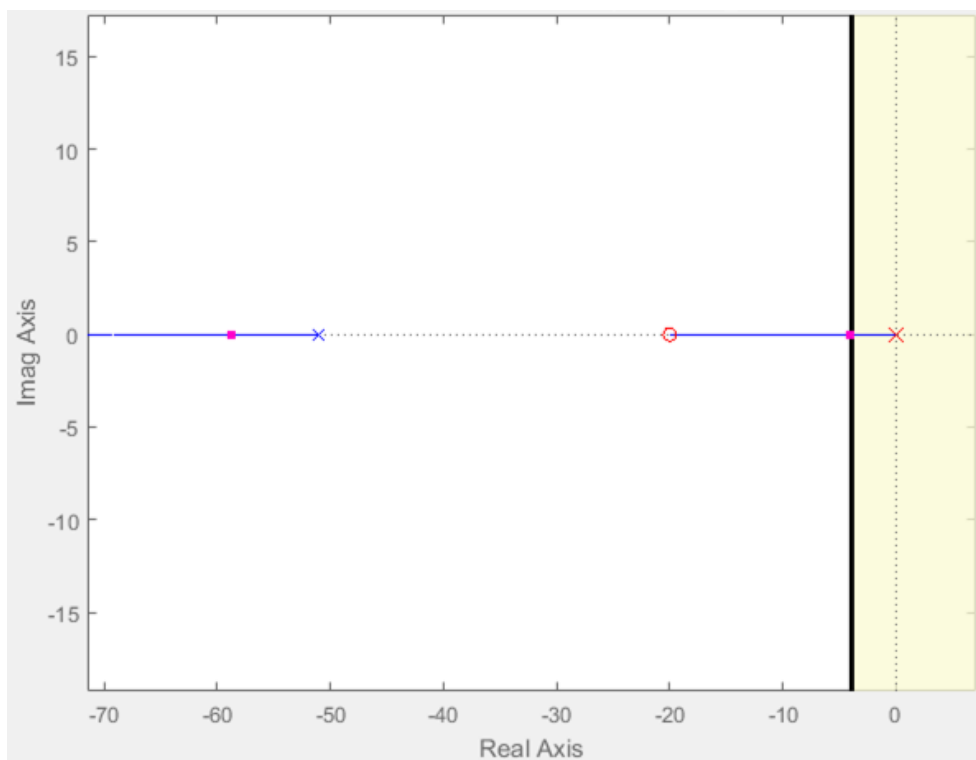
Fonte: Produção da própria autora.

Figura 39 – Projeto do controlador com lugar das raízes para  $G_P$  Leve



Fonte: Produção da própria autora.

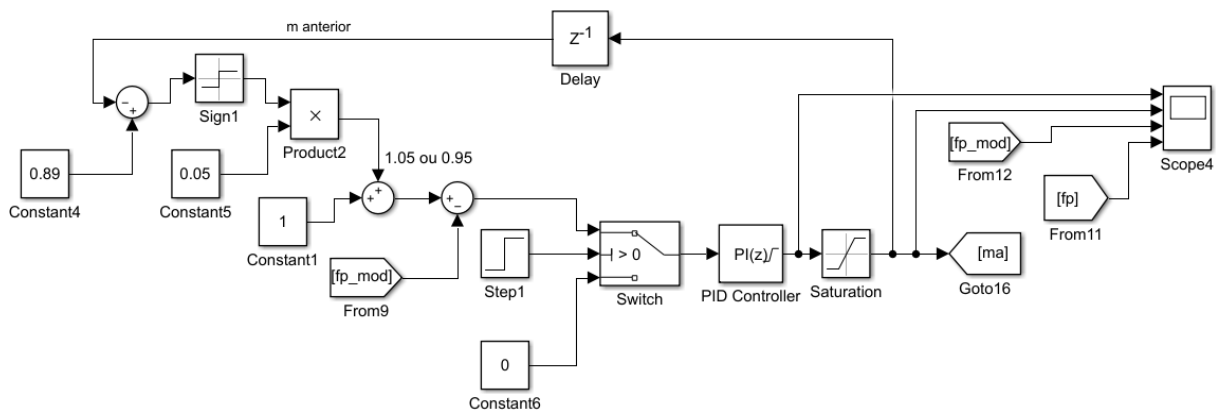
Figura 40 – Projeto do controlador com lugar das raízes para  $G_P$  Média



Fonte: Produção da própria autora.

A resposta ao degrau apresentada no Gráfico 12 revela uma forte dependência do sistema com a carga que está conectada, indicando que dificilmente poderá ser encontrada uma sintonia que tenha bom desempenho para todos os tipos de cargas. A diferença entre os ganhos obtidos nos dois projetos de controlador também é um indicativo disso. Os resultados alcançados com as diversas cargas serão mostrados e discutidos na seção 6. A implementação do controle PI no *Simulink* é exibida na Figura 41. Destaca-se que é feita uma lógica para escolha do valor de referência de fator de potência modificado usado para cálculo do erro. Caso o índice de modulação seja superior a 0,89 (isto implica que o STATCOM opera com natureza capacitiva) a referência utilizada é 0,95 e, caso seja inferior a 0,89 (implicando que o STATCOM opera com natureza indutiva), é 1,05, que corresponde a 0,95 capacitivo. Foi escolhido o valor de fator de potência desejado de 0,95 por estar acima do limite de 0,92 definido pela Resolução Normativa N<sup>o</sup> 414 da ANEEL, evitando que pequenas variações de potência façam com que o limite seja ultrapassado. Valores mais altos também não são adequados, pois exigem maior absorção ou injeção de reativos por parte do STATCOM. Outro ponto importante é que o controlador foi discretizado com tempo de amostragem de 200 ms, já que a medição de fator de potência é realizada nesta taxa.

Figura 41 – Implementação do controle PI no *Simulink*



Fonte: Produção da própria autora.

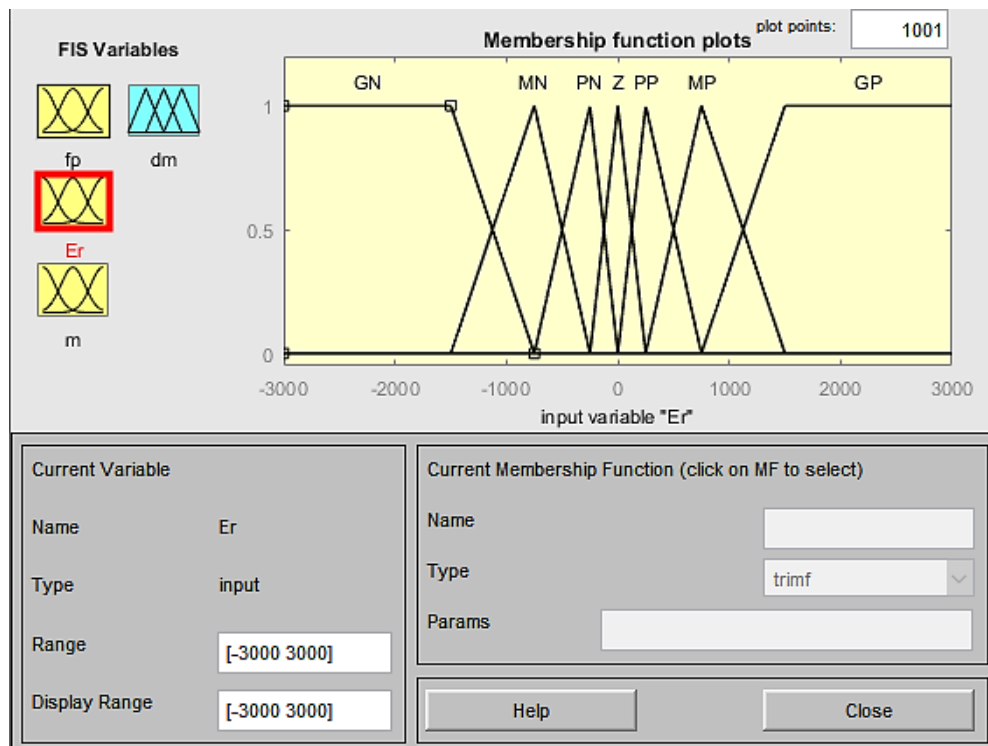
### 5.3.2 Projeto do Controlador *Fuzzy*

O início do projeto do controlador *fuzzy* se dá com as definições das entradas e saídas e dos conjuntos *fuzzy* em cada universo. As entradas e a saída escolhidas, bem como os conjuntos *fuzzy* adotados, estão descritos no Quadro 12 e mostrados nas Figuras 42, 43, 44 e 45.

Quadro 12 – Variáveis e conjuntos *fuzzy* adotados

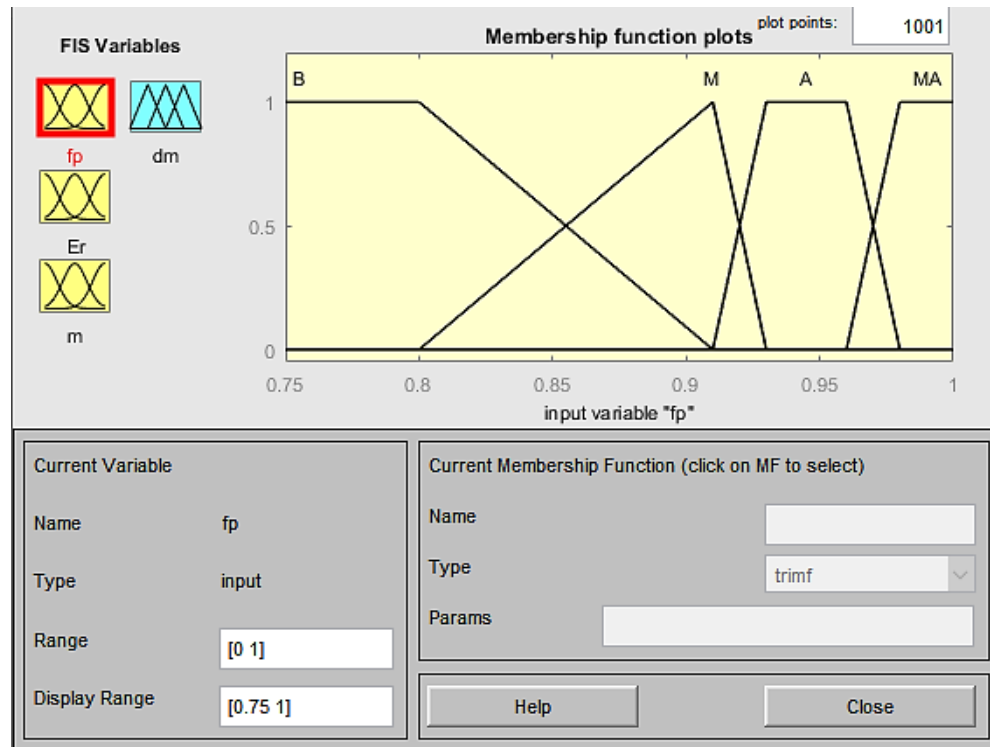
Variável	Conjuntos	Descrição
Energia Reativa (Er)	GN	Grande Negativa
	MN	Média Negativa
	PN	Pequena Negativa
	Z	Zero
	PP	Pequena Positiva
	MP	Média Positiva
	GP	Grande Positiva
Fator de Potência (fp)	B	Baixo
	M	Médio
	A	Alto
	MA	Muito Alto
Índice de Modulação anterior (m)	B	Baixo
	O	Ok
	A	Alto
Variação no Índice de Modulação (dm) (Saída do Controlador)	AMM	Aumenta Muito Muito
	AM	Aumenta Muito
	AP	Aumenta Pouco
	AMP	Aumenta Muito Pouco
	M	Mantém
	DMP	Diminui Muito Pouco
	DP	Diminui Pouco
	DM	Diminui Muito
DMM	Diminui Muito Muito	

Fonte: Produção da própria autora.

Figura 42 – Conjuntos *fuzzy* definidos para a energia reativa

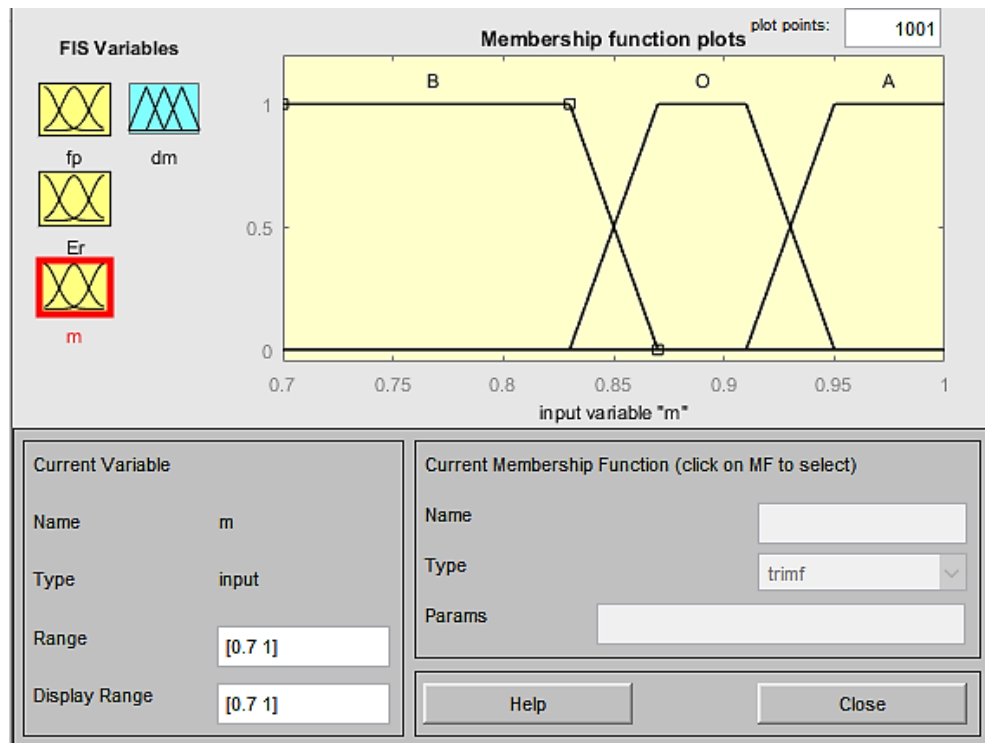
Fonte: Produção da própria autora.

Figura 43 – Conjuntos *fuzzy* definidos para o fator de potência



Fonte: Produção da própria autora.

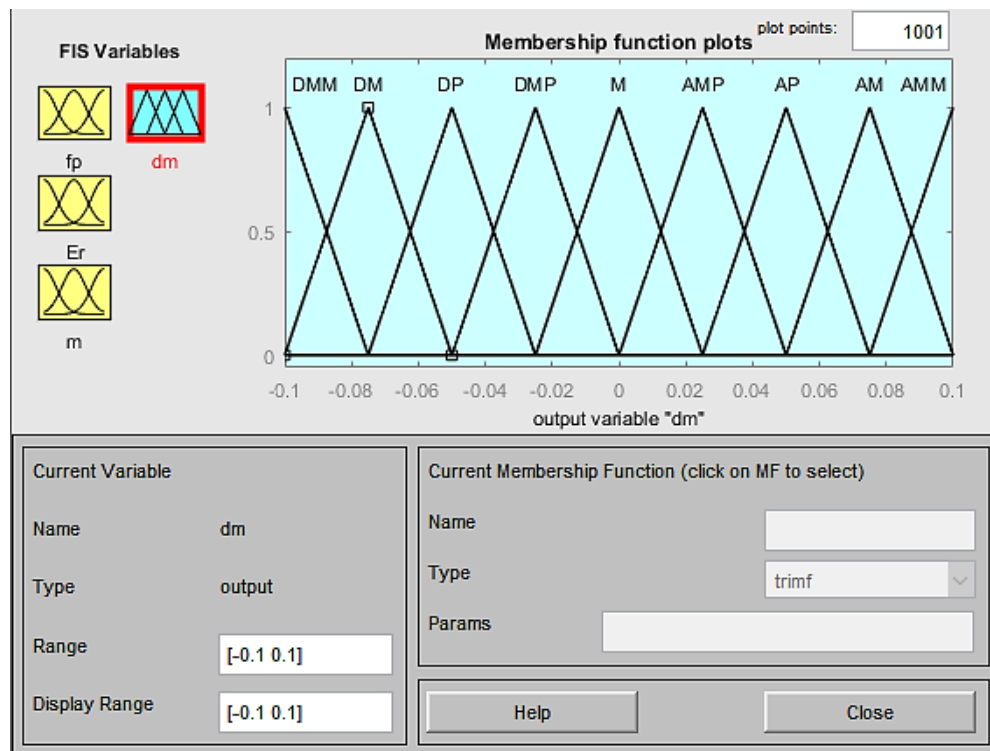
Figura 44 – Conjuntos *fuzzy* definidos para o índice de modulação anterior



Fonte: Produção da própria autora.



Figura 45 – Conjuntos *fuzzy* definidos para a variação de índice de modulação



Fonte: Produção da própria autora.

Após a definição dos conjuntos, foi criada a base de regras mostrada no Quadro 13, onde o símbolo - indica que o valor pode pertencer a qualquer conjunto. As regras seguem o formato *SE m é ... E fp é ... E ER é ... ENTÃO dm é ...*, onde ... são os conjuntos indicados em cada linha do quadro. A lógica presente nas regras de 1 a 15 consiste em avaliar o valor de energia reativa medida e o fator de potência para inferir a variação no índice de modulação. Entretanto, para os casos em que o fator de potência esteja muito alto, as regras de 16 a 30 consideram a possibilidade de reduzir a potência (indutiva ou capacitiva) que flui no inversor, analisando se o valor anterior de índice de modulação está alto ou baixo.

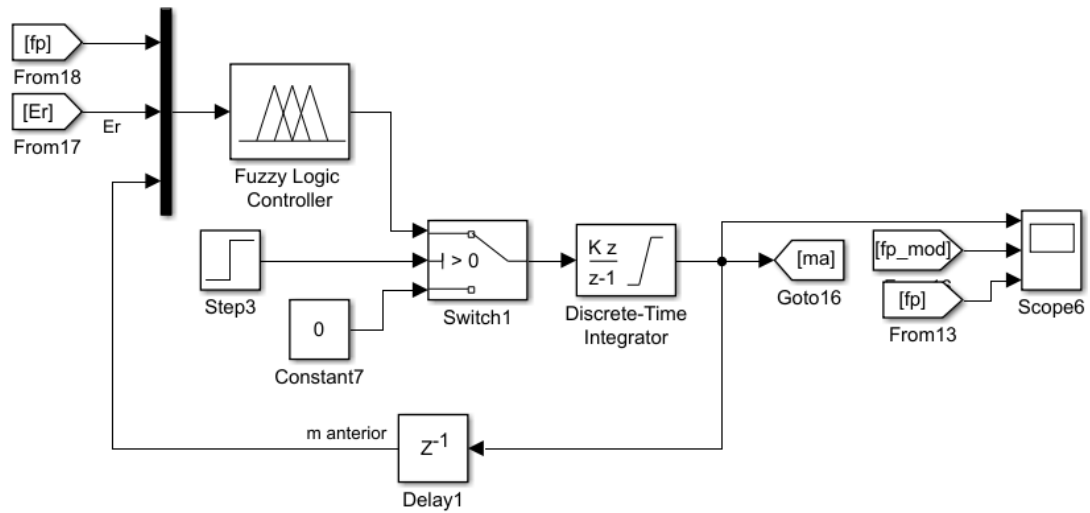
Quadro 13 – Base de regras adotadas

Número da Regra	m	fp é	E <sub>R</sub> é	dm é
1	-	B	GN	DMM
2	-	B	MN	DP
3	-	B	PN	DMP
4	-	B	Z	M
5	-	B	PP	AMP
6	-	B	MP	AP
7	-	B	GP	AMM
8	-	M	GN	DM
9	-	M	MN	DP
10	-	M	PN	DMP
11	-	M	Z	M
12	-	M	PP	AMP
13	-	M	MP	AP
14	-	M	GP	AM
15	-	A	-	M
16	B	MA	GN	AP
17	B	MA	MN	AP
18	B	MA	PN	AMP
19	B	MA	Z	AMP
20	B	MA	PP	AP
21	B	MA	MP	AM
22	B	MA	GP	AMM
23	O	MA	-	M
24	A	MA	GP	DP
25	A	MA	MP	DP
26	A	MA	PP	DMP
27	A	MA	Z	DMP
28	A	MA	PN	DP
29	A	MA	MN	DM
30	A	MA	GN	DMM

Fonte: Produção da própria autora.

O método adotado para as operações E e implicação foi a função mínimo e o método para OU e agregação foi a função máximo. Por fim, a *defuzzificação* foi feita por meio do cálculo do centroide. A implementação do controlador é mostrada na Figura 46. O bloco *Discrete-Time Integrator* é utilizado com a função de acumulador para somar a variação de m com o índice de modulação atual. Assim, como no caso do controlador PI, o controlador *fuzzy* atua a cada 200 ms, acompanhando as leituras de fator de potência.

Figura 46 – Implementação do controlador *fuzzy* no *Simulink*



Fonte: Produção da própria autora.

### 5.3.3 Projeto do Controlador P&O

A lógica discutida na seção 4.3 foi implementada por meio do bloco *MATLAB Function* que executa um *script* do MATLAB com os valores das variáveis do *Simulink*. O código da função é mostrado na Figura 47. Caso o fator de potência seja superior a 0,95, optou-se por não realizar perturbações, a fim de evitar oscilações indesejadas. Para o ajuste do ganho *Delta* foram feitos alguns testes com as cargas e adotou-se o valor de 0,2. Este ganho multiplica o erro entre o fator de potência desejado (0,95) e o fator de potência medido para cálculo da perturbação que será aplicada. A implementação no *Simulink* é apresentada na Figura 48.

Figura 47 – Código para cálculo da perturbação

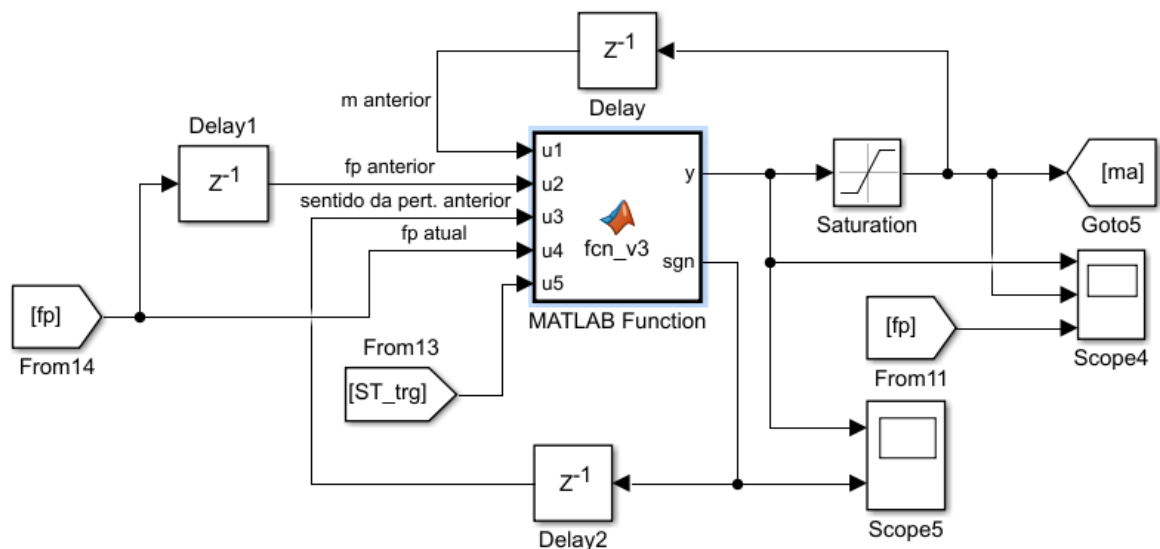
```

1 function [y,sgn] = fcn_v3(u1,u2,u3,u4,u5)
2     m_ant = u1; %m anterior
3     fp_ant = u2;
4     sign = u3; % sentido da perturbação
5     fp = u4;
6     habilita=u5;
7     Delta=0.2; % força do incremento de perturbação
8     DelFP=0.95-fp; %peso da diferença
9     if(habilita < 0.5)
10        m_ant=0.89; m=m_ant;
11    else
12        if(sign==0); sign=-1; end % sentido inicial
13        if(fp > 0.95)
14            m=m_ant;
15        else
16            if(fp < fp_ant)
17                sign=-sign;
18                m=m_ant-Delta*DelFP*sign;
19            else
20                m=m_ant-Delta*DelFP*sign;
21            end
22        end
23    end
24    y = m;
25    sgn=sign;

```

Fonte: Produção da própria autora.

Figura 48 – Implementação do controlador P&amp;O no Simulink



Fonte: Produção da própria autora.

## 5.4 Comentários Finais

Nesta seção foram apresentados os detalhes específicos do projeto do STATCOM e da rede no qual ele foi simulado, incluindo lógica de acionamento das chaves, impedâncias utilizadas nos filtros, rede e cargas e projeto dos controladores testados.

Comparando as características de projeto das técnicas de modulação, pode-se dizer que a quantidade de operações lógicas necessárias para implementar a técnica de múltiplas referências é um pouco menor. Isto fica bem evidente ao observar as Figuras 26 e 31 que apresentam a geração do sinal de acionamento da chave  $S_0$  com múltiplas portadoras e múltiplas referências, respectivamente. Quanto à tensão obtida na saída do inversor, não é possível perceber grandes diferenças com as informações apresentadas até então e será feita uma análise no espectro harmônico para investigar se há alterações relevantes, sendo apresentada na seção 6. Também serão contrastadas as diferenças obtidas nos espectros com filtros L e LCL. Comparando-se o conteúdo das seções 2.3.1 e 5.1.3 com o das seções 2.3.2 e 5.1.4, percebe-se que o projeto do filtro LCL é mais complexo que o do L.

Quanto aos projetos dos controladores, observa-se que os ganhos adotados para o controlador PI sofrem variação de acordo com a carga do sistema, o que pode afetar seu desempenho. Destaca-se também que o controlador P&O é bem mais simples de ser projetado que os outros dois.

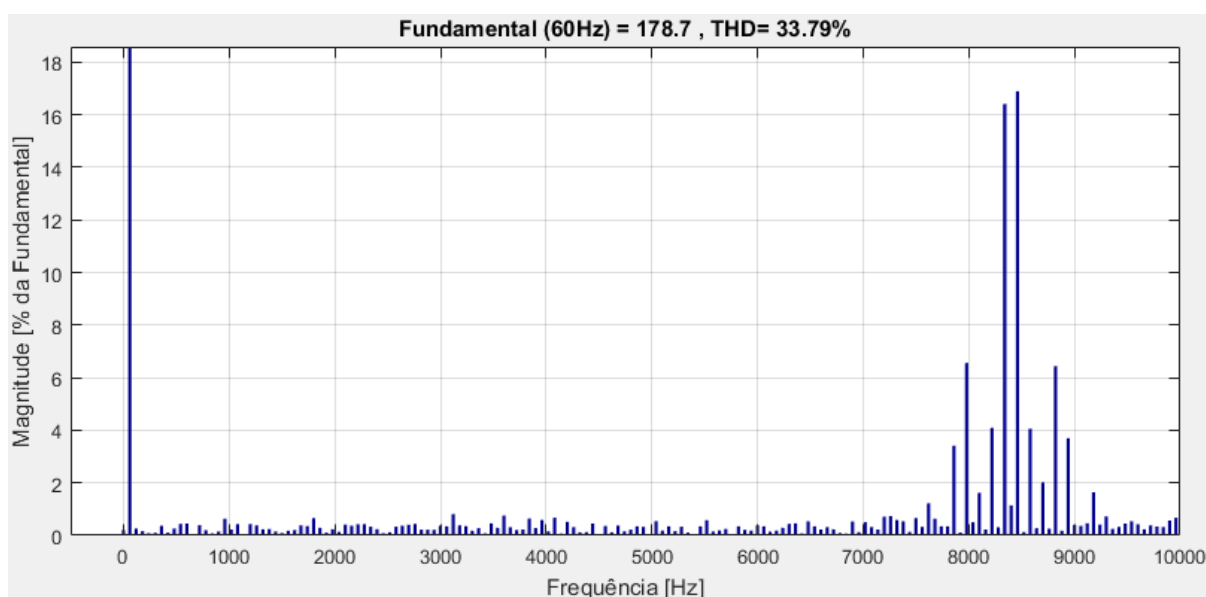
Na seção seguinte serão apresentados e discutidos os resultados obtidos durante as simulações. Além das análises dos espectros harmônicos mencionadas, serão feitos testes do STATCOM com diferentes cargas e comparações de desempenho entre os controladores implementados.

## 6 RESULTADOS E DISCUSSÕES

### 6.1 Técnicas de Modulação

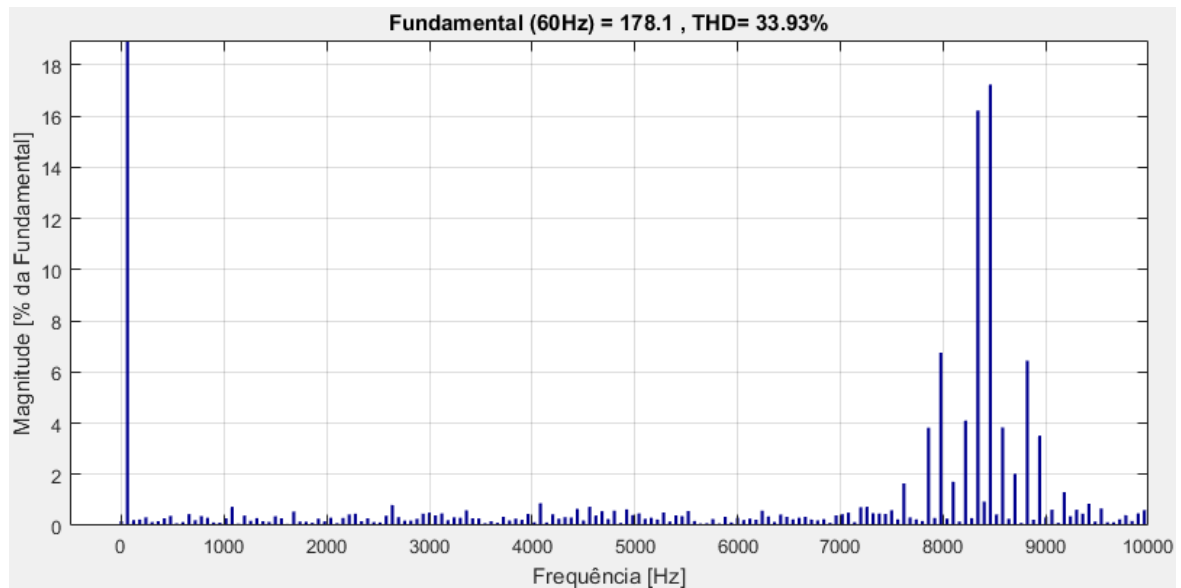
Conforme pode ser observado nos Gráficos 13 e 14, o espectro harmônico da tensão de saída da PMCT é muito semelhante em ambas as técnicas de modulação com o nível de distorção harmônica total (THD, do inglês *Total Harmonic Distortion*) em 33,79% para a modulação com múltiplas portadoras e 33,93% para a modulação com múltiplas referências. Desta forma, a escolha entre uma modulação ou outra pode ser feita com base na complexidade de implementação que, conforme mostrado na seção 5.1, é menor para a modulação com múltiplas referências quando se utiliza o *Simulink*. Nos resultados apresentados nas seções seguintes optou-se por utilizar a técnica de múltiplas portadoras, visto que a distorção harmônica total é ligeiramente menor e ambas já estavam implementadas.

Gráfico 13 – Espectro harmônico da tensão obtida utilizando modulação com múltiplas portadoras



Fonte: Produção da própria autora.

Gráfico 14 – Espectro harmônico da tensão obtida utilizando modulação com múltiplas referências

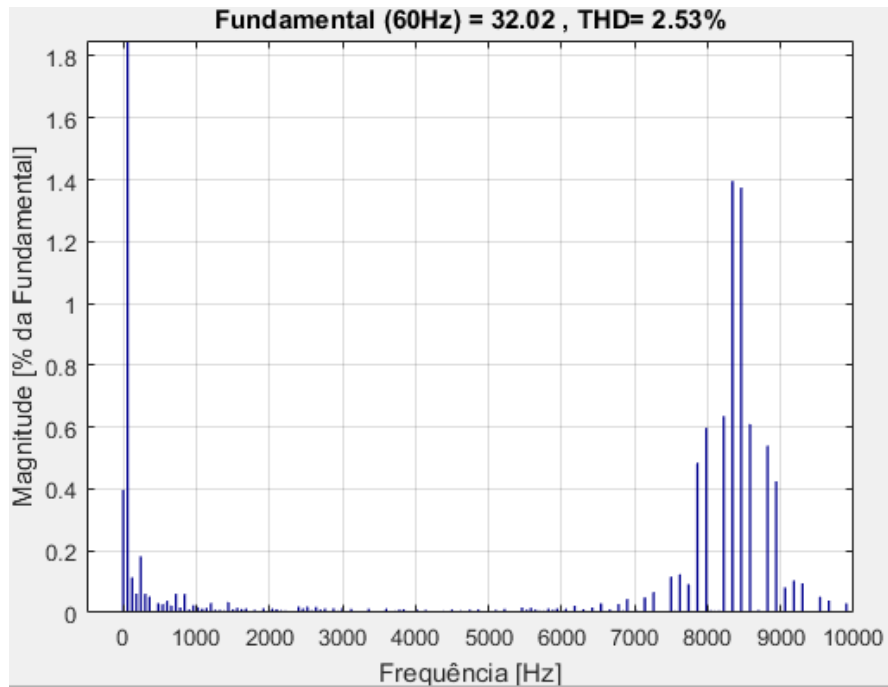


Fonte: Produção da própria autora.

## 6.2 Filtros L e LCL

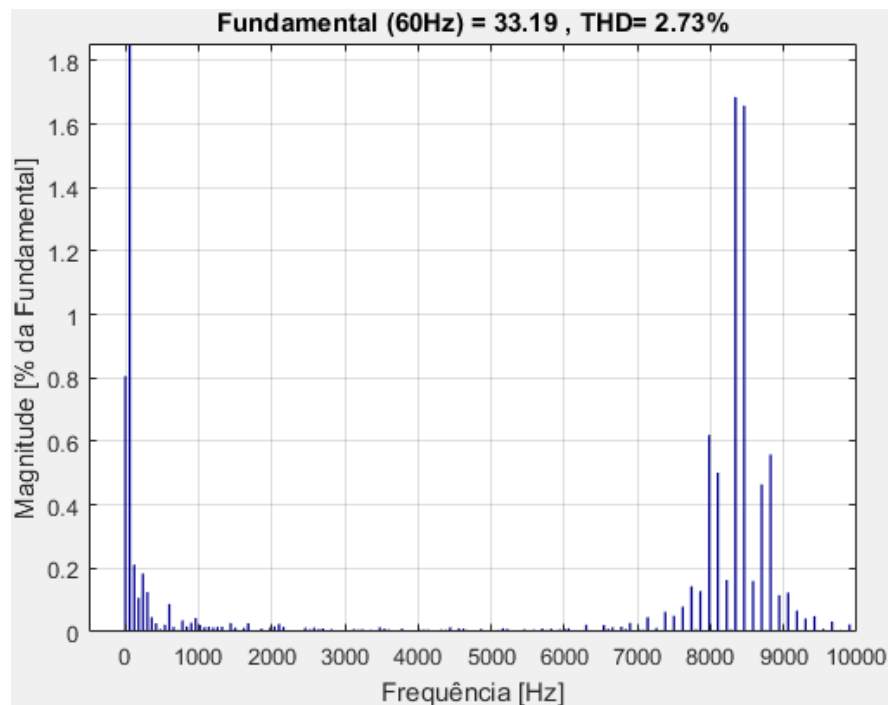
O desempenho dos filtros foi comparado por meio do espectro da corrente obtido com o STATCOM operando como indutor e como capacitor. Os Gráficos 15 e 16 mostram o espectro da corrente injetada utilizando filtro L com índices de modulação 0,95 e 0,8 aplicados a uma carga média resistiva, sendo que no primeiro caso o dispositivo se comporta como capacitor e no segundo, como indutor. A potência ativa absorvida pelo STATCOM com filtro L e índice de modulação 0,95 é de -4,36 W e a potência reativa é de -2,84 kvar, enquanto que, com índice de modulação 0,8, a potência ativa é de 11,4 W e a reativa tem o valor de 2,87 kvar.

Gráfico 15 – Espectro harmônico da corrente no STATCOM com filtro L e injeção de reativos



Fonte: Produção da própria autora.

Gráfico 16 – Espectro harmônico da corrente no STATCOM com filtro L e absorção de reativos



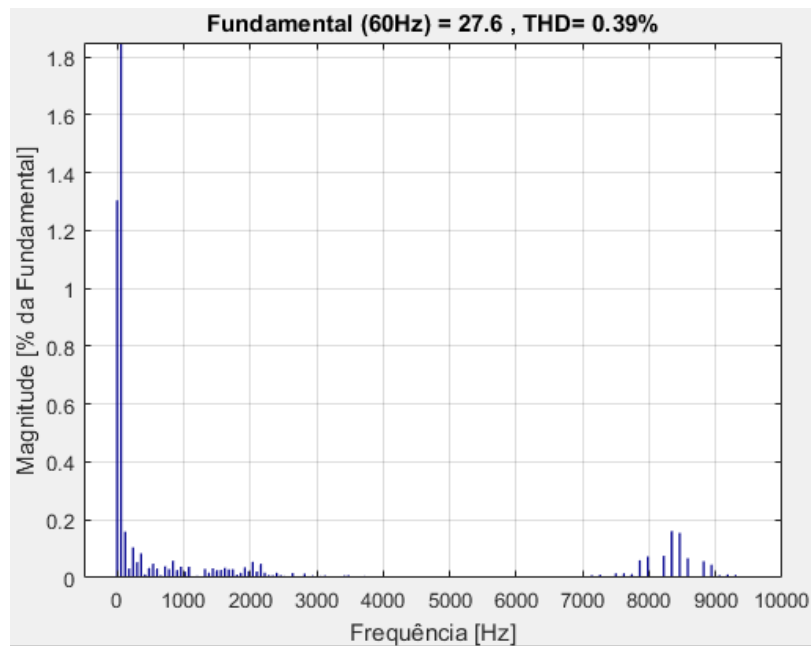
Fonte: Produção da própria autora.

Da mesma forma que foi feito para o filtro L, os Gráficos 17 e 18 mostram o espectro de frequências quando se utiliza filtro LCL. A potência ativa absorvida utilizando índice de



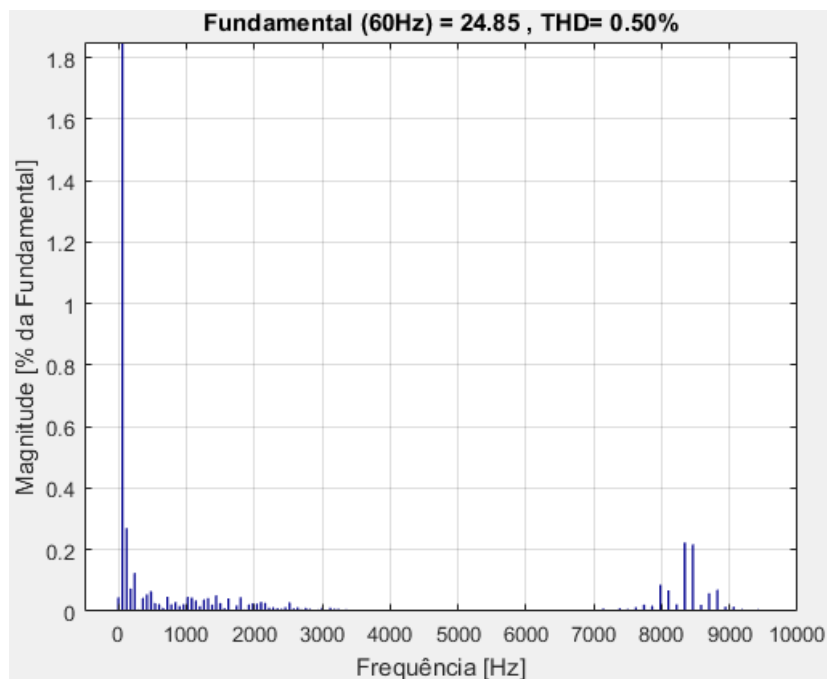
modulação 0,95 foi de 15,4 W e a reativa teve valor de -2,44 kvar. Aplicando índice de modulação 0,8, as potências ativa e reativa absorvidas foram de 31,7 W e 2,16 kvar, respectivamente.

Gráfico 17 – Espectro harmônico da corrente no STATCOM com filtro LCL e injeção de reativos



Fonte: Produção da própria autora.

Gráfico 18 – Espectro harmônico da corrente no STATCOM com filtro LCL e absorção de reativos



Fonte: Produção da própria autora.

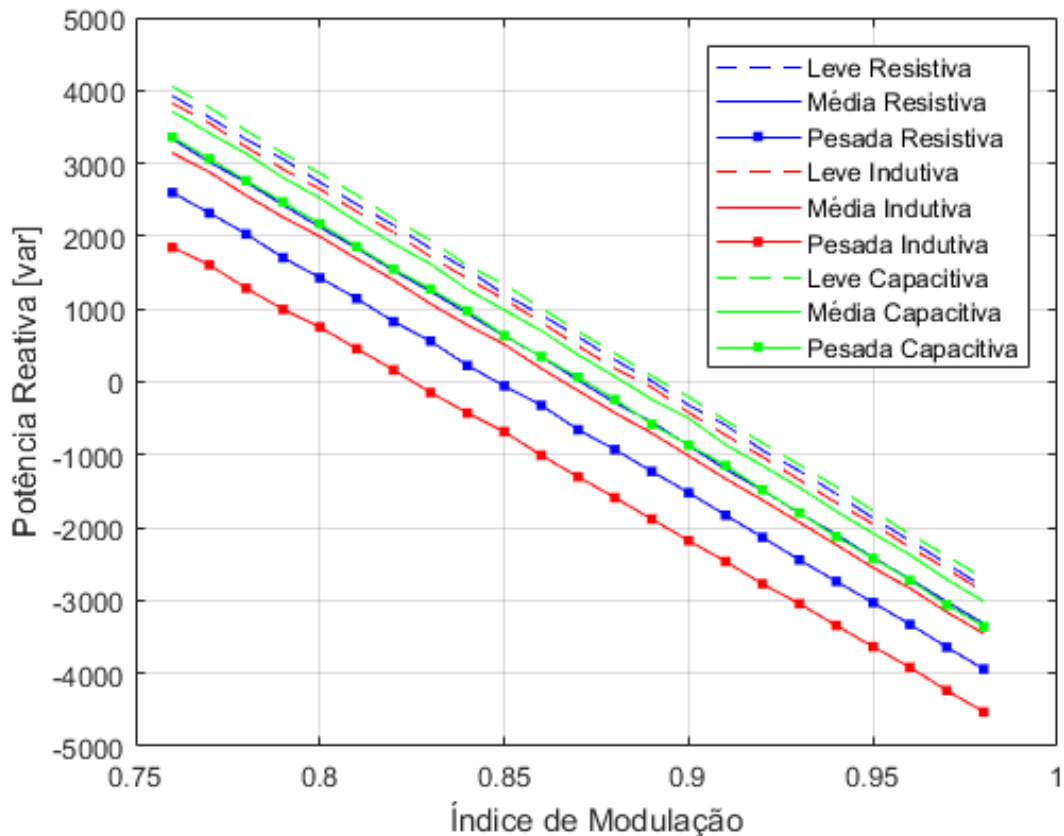
Comparando o desempenho dos filtros, percebe-se que o STATCOM é capaz de injetar ou absorver mais potência reativa para um mesmo índice de modulação quando opera com o filtro L, entretanto, a distorção harmônica é bem menor utilizando o filtro LCL, sendo 84,58% menor operando com índice de modulação 0,95 e 81,68% com  $m_a$  igual a 0,8. Desta forma, optou-se por utilizar o filtro LCL nas simulações cujos resultados são mostrados nas seções seguintes.

### 6.3 Testes com Cargas

A fim de visualizar como as diferentes cargas adotadas afetam o STATCOM, foi feito um gráfico que relaciona o índice de modulação com a potência reativa injetada pelo dispositivo, com operação em laço aberto (índice de modulação imposto). Devido à queda de tensão provocada pela impedância da rede, a tensão no ponto de conexão do STATCOM com a rede varia de acordo com a corrente que o dispositivo e a carga absorvem, influenciando na relação entre o índice de modulação e a potência reativa. O resultado obtido é apresentado no Gráfico 19. As cargas não-lineares foram omitidas do gráfico para facilitar a visualização das outras cargas, porém suas retas se comportam entre as das cargas capacitivas e resistivas.

No Gráfico 19 é possível perceber que, para um mesmo índice de modulação, as cargas capacitivas fazem com que o STATCOM opere com mais reativos, seja consumindo ( $Q > 0$ ) ou gerando reativos ( $Q < 0$ ). Isto ocorre porque o módulo da tensão no ponto de conexão tende a aumentar na presença de cargas capacitivas. Com relação ao nível de carregamento, e independente do tipo de carga, observa-se que o aumento de carga tende a fazer com que o dispositivo produza menos reativos, pois a tensão no ponto de conexão tende a diminuir. Estas variações de comportamento de acordo com o tipo de carga tendem a prejudicar a operação do controlador PI, pois este depende fortemente da modelagem do sistema para uma boa sintonia.

Gráfico 19 – Relação entre potência reativa e índice de modulação para diversas cargas



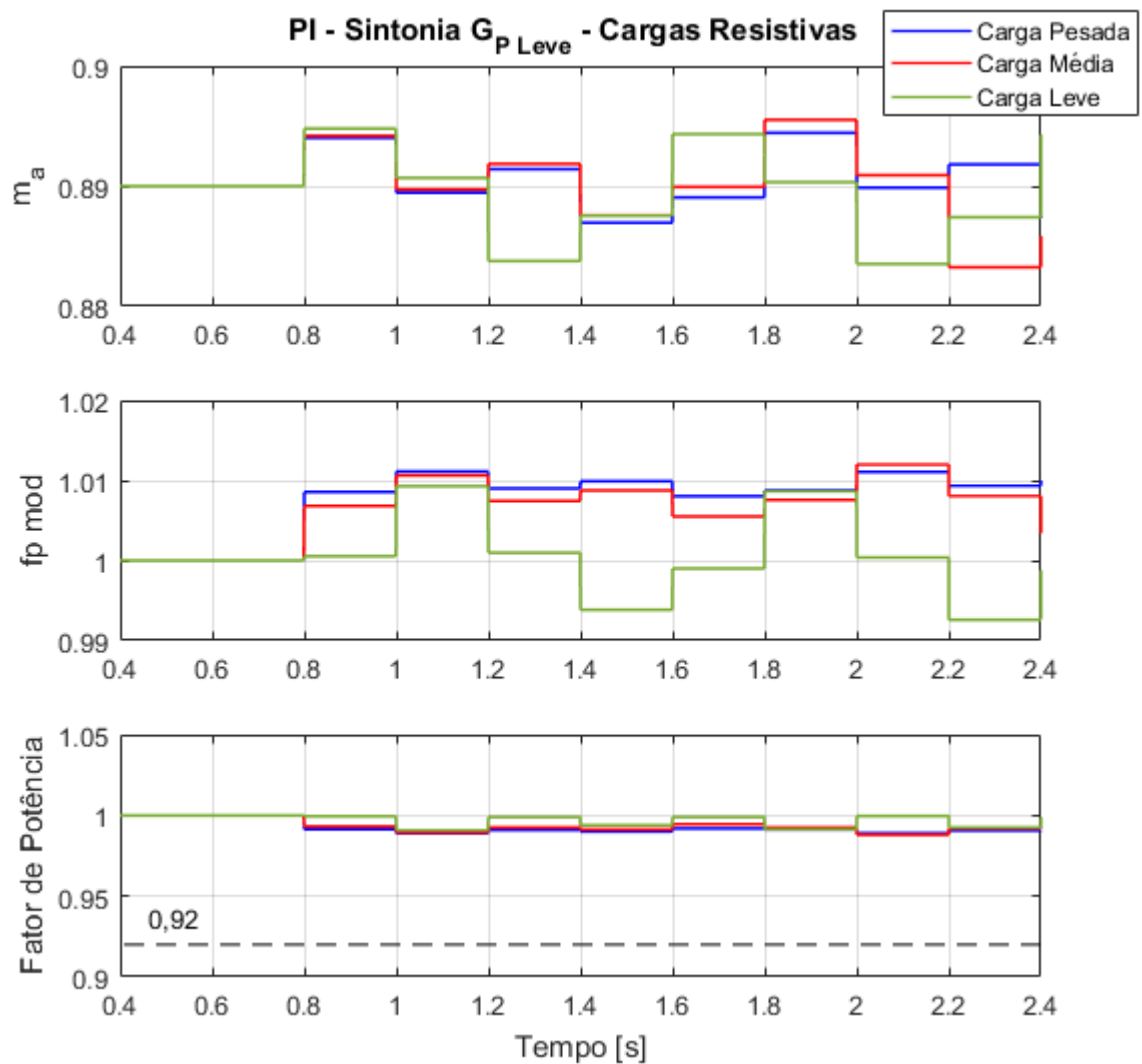
Fonte: Produção da própria autora.

## 6.4 Testes com Controladores

Nas seções seguintes serão mostrados e discutidos os resultados obtidos com os controladores PI, *Fuzzy* e P&O projetados. Todos os testes foram realizados com o sistema operando conectado à carga e o STATCOM é inserido no instante 0,6 s, com índice de modulação inicial de 0,89. Também foram adotadas saturações no índice de modulação no valor de 1, para limite superior, e 0,75, para limite inferior, para evitar que o STATCOM operasse com um nível de potência inadequado.

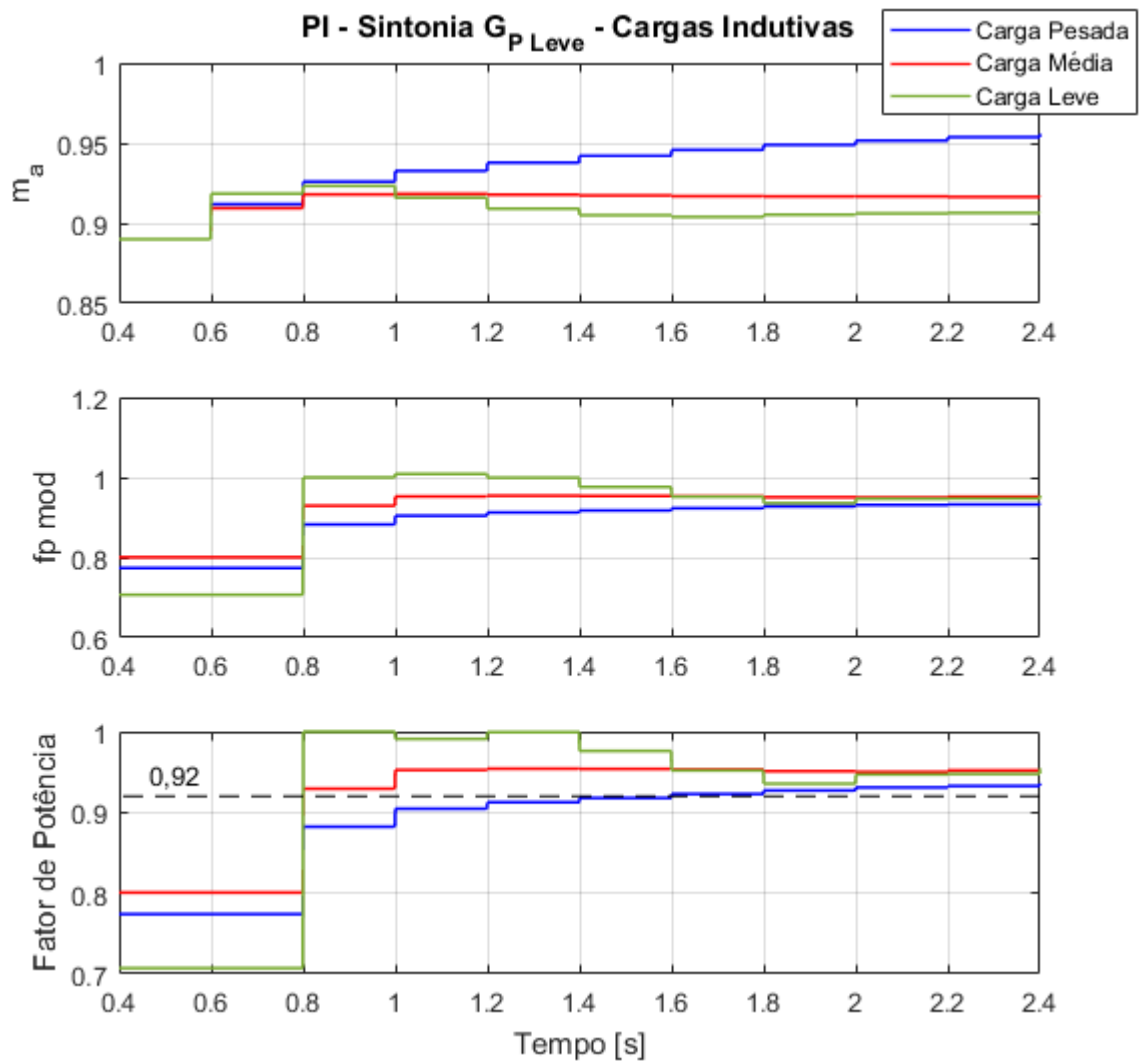
### 6.4.1 Controlador PI

Os resultados de testes realizados com a sintonia realizada a partir de  $G_{P \text{ Leve}}$  (ganhos mostrados no Quadro 11) e com cargas resistivas são mostrados no Gráfico 20. Observa-se que a inserção do STATCOM provocou pequenos distúrbios, porém o fator de potência se manteve próximo de 1, como se espera de cargas resistivas.

Gráfico 20 – Comportamentos do controlador PI com sintonia para  $G_{P\text{Leve}}$  e cargas resistivas

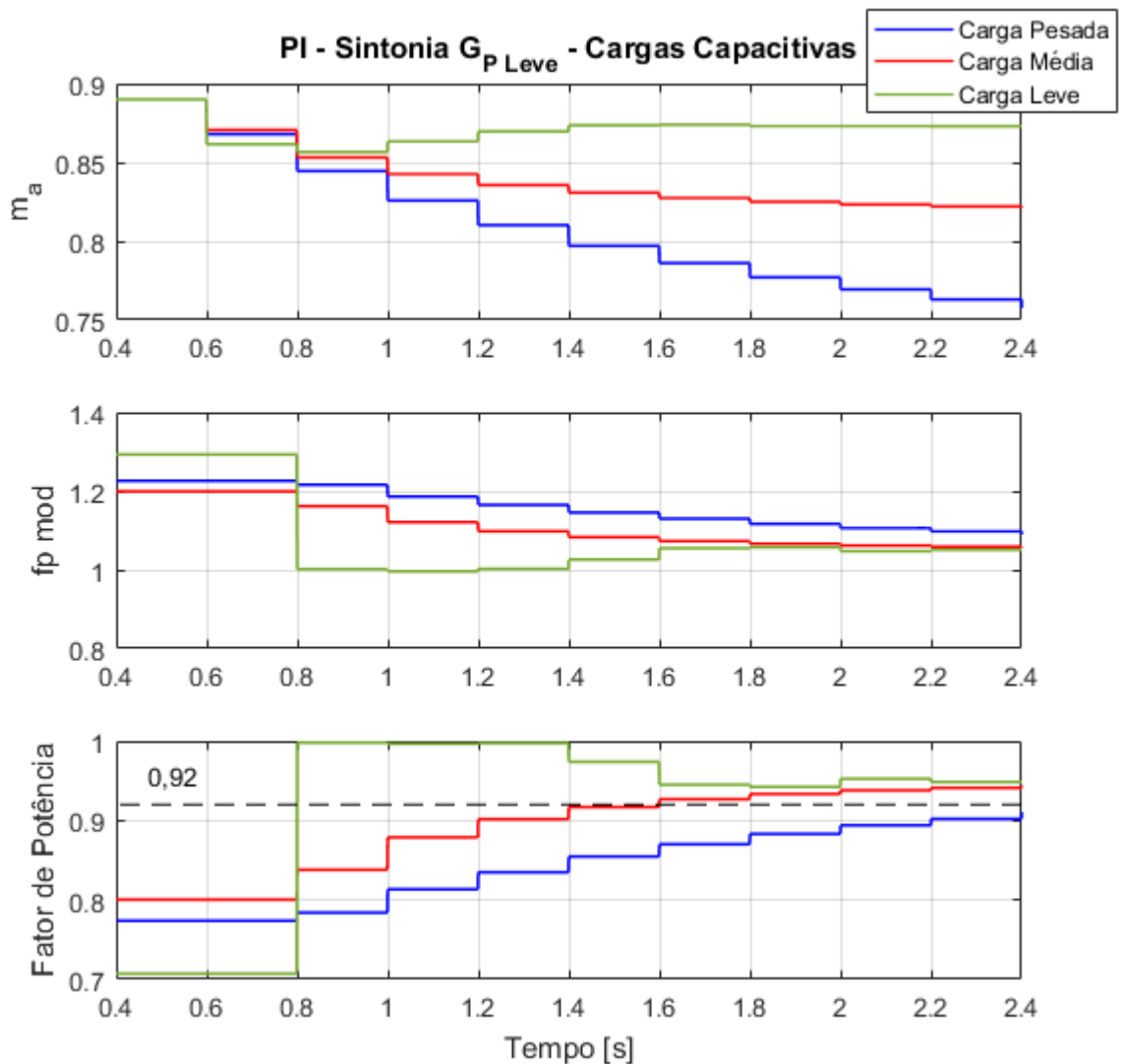
Fonte: Produção da própria autora.

Quanto aos resultados para cargas indutivas e sintonia com para  $G_{P\text{Leve}}$ , mostradas no Gráfico 21, observa-se que o STATCOM com controlador PI elevou o fator de potência acima de 0,92 para todas as cargas. Entretanto, teve um desempenho melhor para cargas leves e médias, demorando apenas 1 intervalo de medição (200 ms) para elevar o fator de potência, enquanto que, com carga pesada, foi necessário 1 s.

Gráfico 21 – Comportamentos do controlador PI com sintonia para  $G_{P\text{Leve}}$  e cargas indutivas

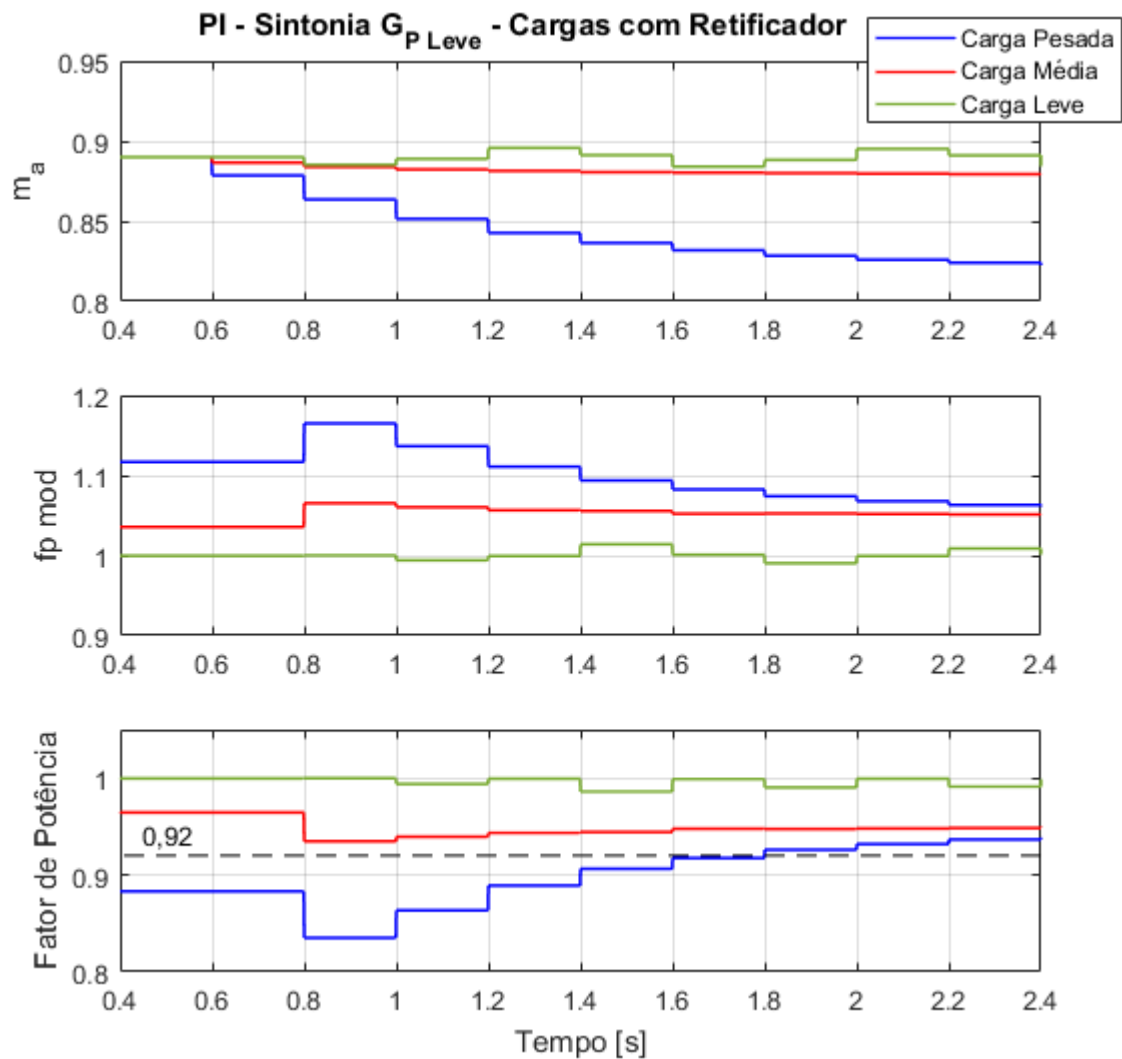
Fonte: Produção da própria autora.

O Gráfico 22 exibe os resultados dos testes com cargas capacitivas. Para carga leve o controlador teve um bom desempenho, elevando o fator de potência acima de 0,92 em apenas 200 ms. Entretanto, para cargas médias, o controlador precisou de 1 s e, para cargas pesadas, foram necessários 2,2 s, atingindo 0,92 apenas no instante de 3 s da simulação, que não foi mostrado no gráfico.

Gráfico 22 – Comportamentos do controlador PI com sintonia para  $G_{P\text{Leve}}$  e cargas capacitivas

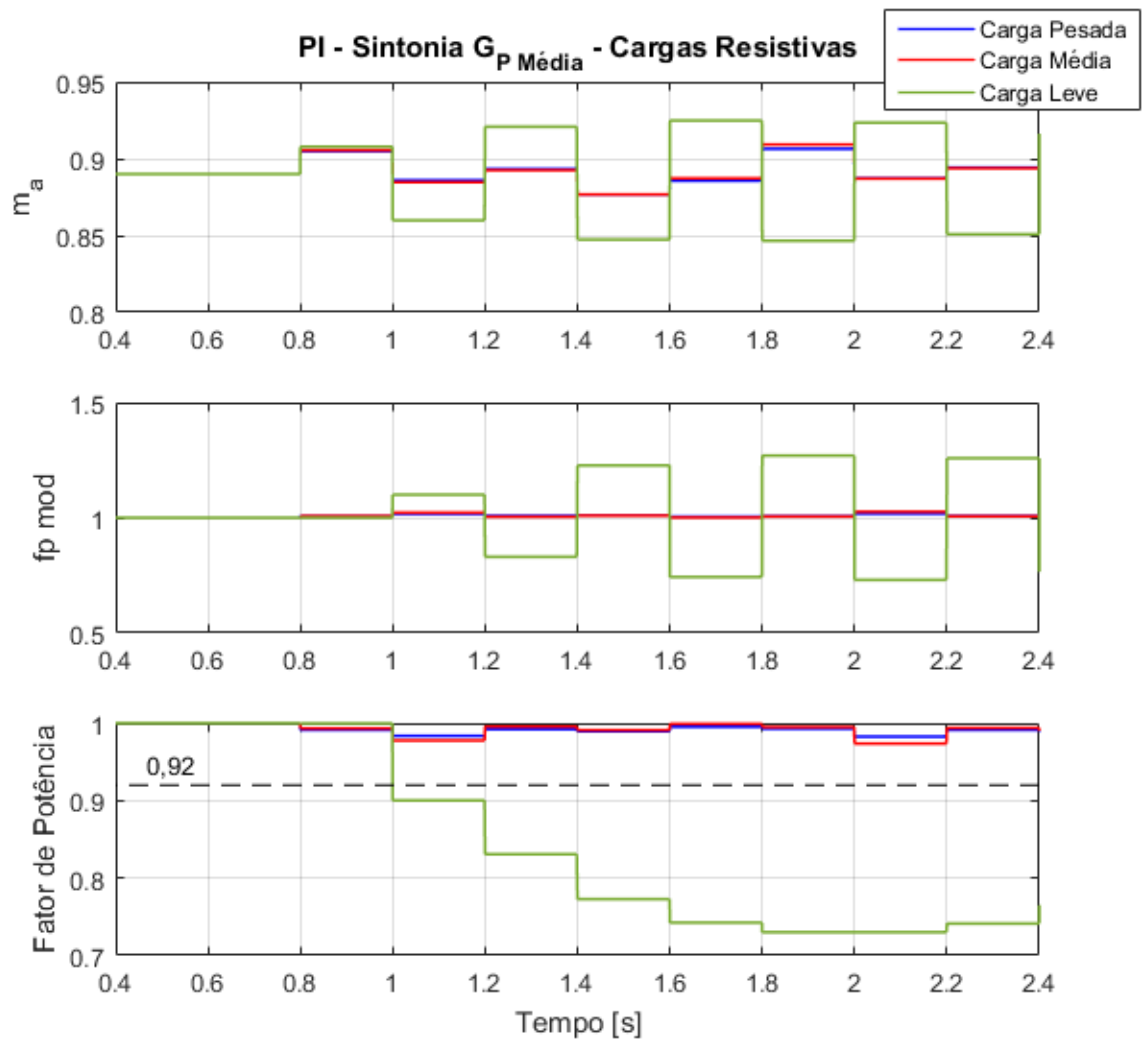
Fonte: Produção da própria autora.

Por fim, testou-se o desempenho desta sintonia para cargas não-lineares, que nestas simulações são retificadores alimentando cargas resistivas. O Gráfico 23 apresenta os resultados para estas cargas, que se comportam como cargas levemente capacitivas. Para as cargas leve e média, o sistema já operava com fator de potência acima de 0,92, de modo que a inserção do STATCOM causou pequenas oscilações, mas manteve o fator de potência alto. No entanto, para carga pesada, a inserção do dispositivo possibilitou a correção do fator de potência em 1,2 s.

Gráfico 23 – Comportamentos do controlador PI com sintonia para  $G_{P\ Leve}$  e cargas com retificador

Fonte: Produção da própria autora.

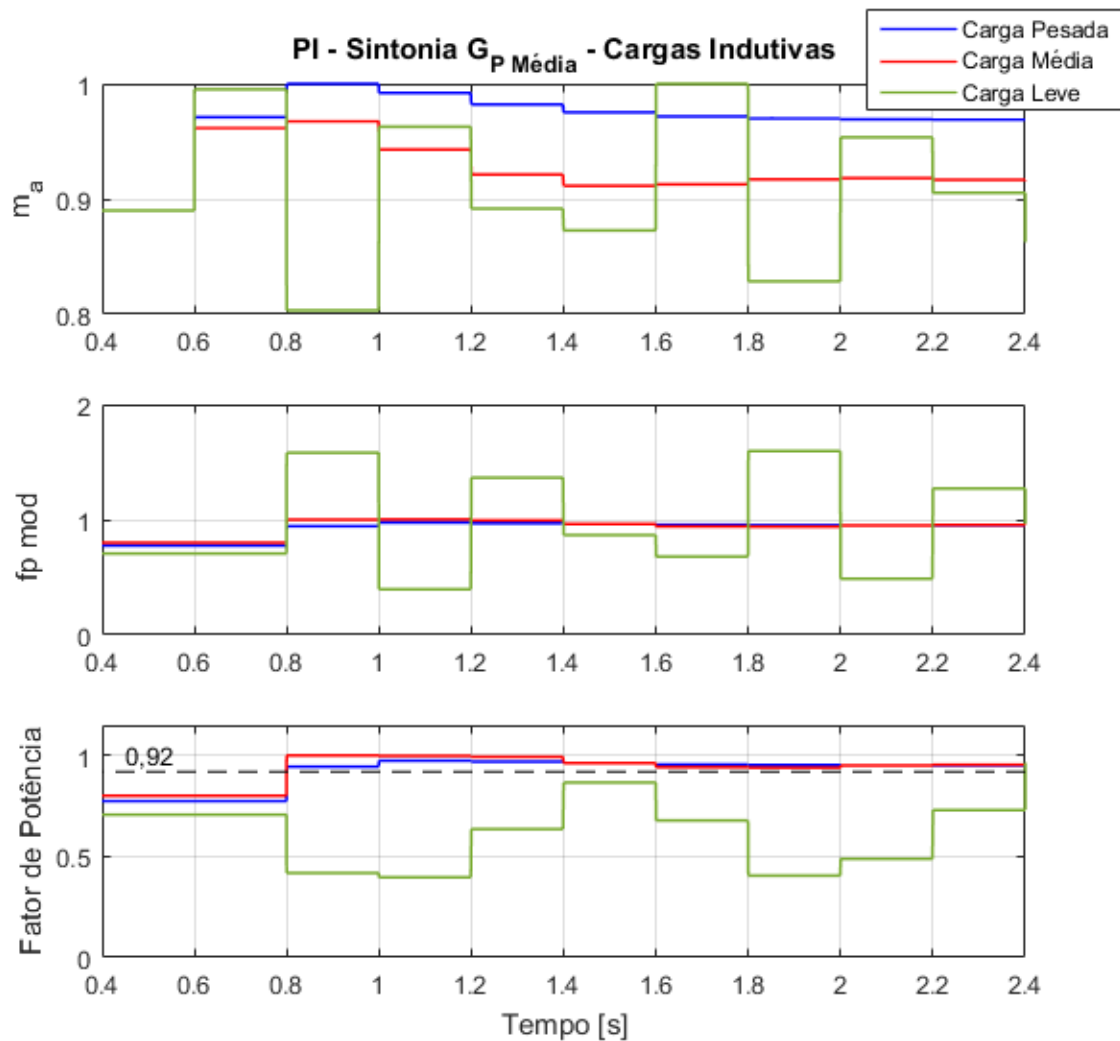
Em seguida, foram feitos os testes para a sintonia com  $G_{P\ Média}$ . O Gráfico 24 exibe os resultados dos testes com carga resistiva, onde se observa que o sistema apresentou pequenas oscilações com cargas pesada e média, porém não se manteve estável com carga leve, tendo comportamento oscilatório, com baixo fator de potência.

Gráfico 24 – Comportamentos do controlador PI com sintonia para  $G_{P\text{ Média}}$  e cargas resistivas

Fonte: Produção da própria autora.

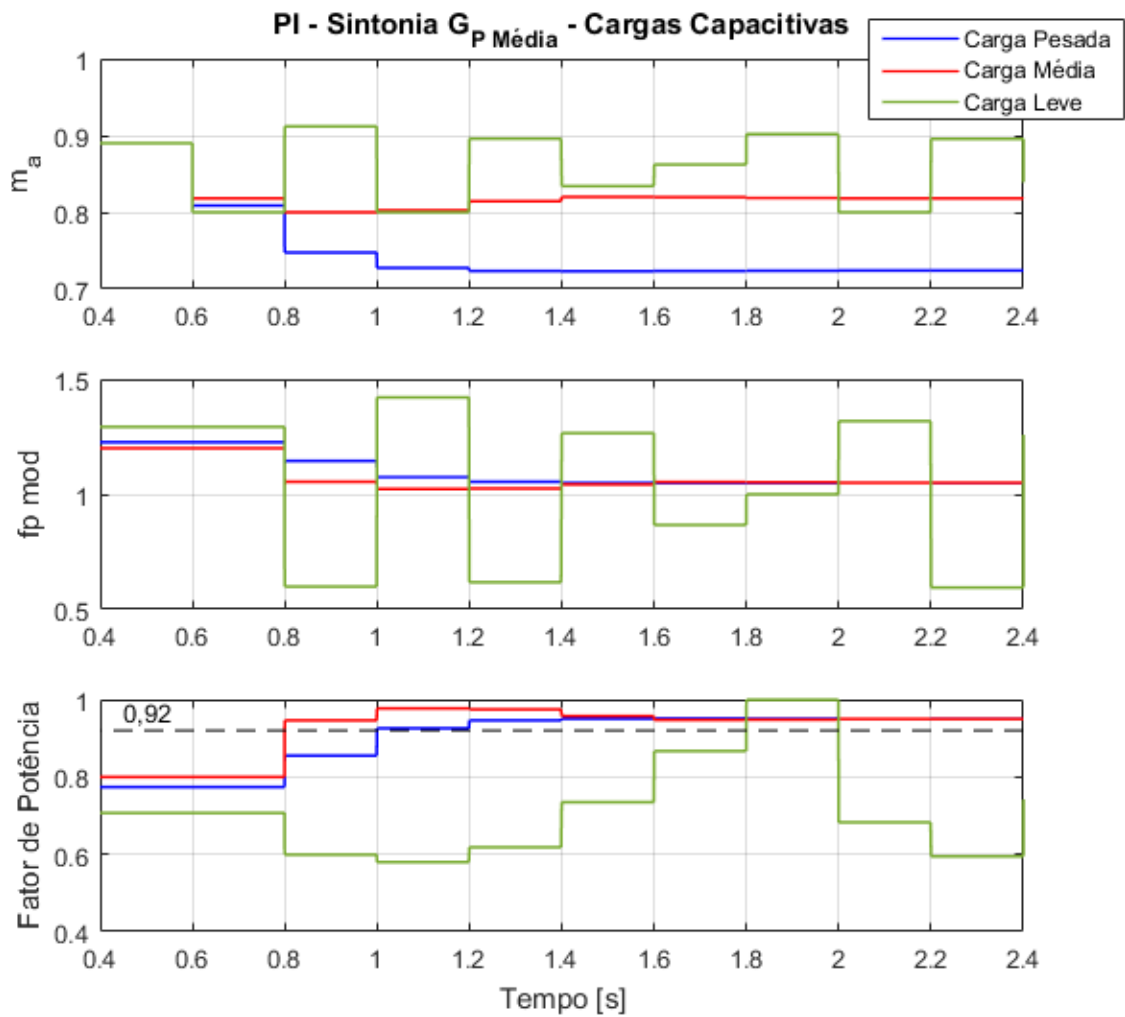
Ao analisar as respostas com cargas indutivas mostradas no Gráfico 25, percebe-se que o controlador teve bom desempenho para cargas médias e pesadas, elevando o fator de potência acima do limite em apenas 200 ms, sendo mais rápido que a sintonia anterior, que necessitou de 1 s para elevar o fator de potência da carga pesada. Entretanto, o comportamento ficou instável para a carga indutiva leve, assim como ocorreu para a carga resistiva, o que não aconteceu com a sintonia anterior (Gráfico 21).



Gráfico 25 – Comportamentos do controlador PI com sintonia para  $G_{P\text{ Média}}$  e cargas indutivas

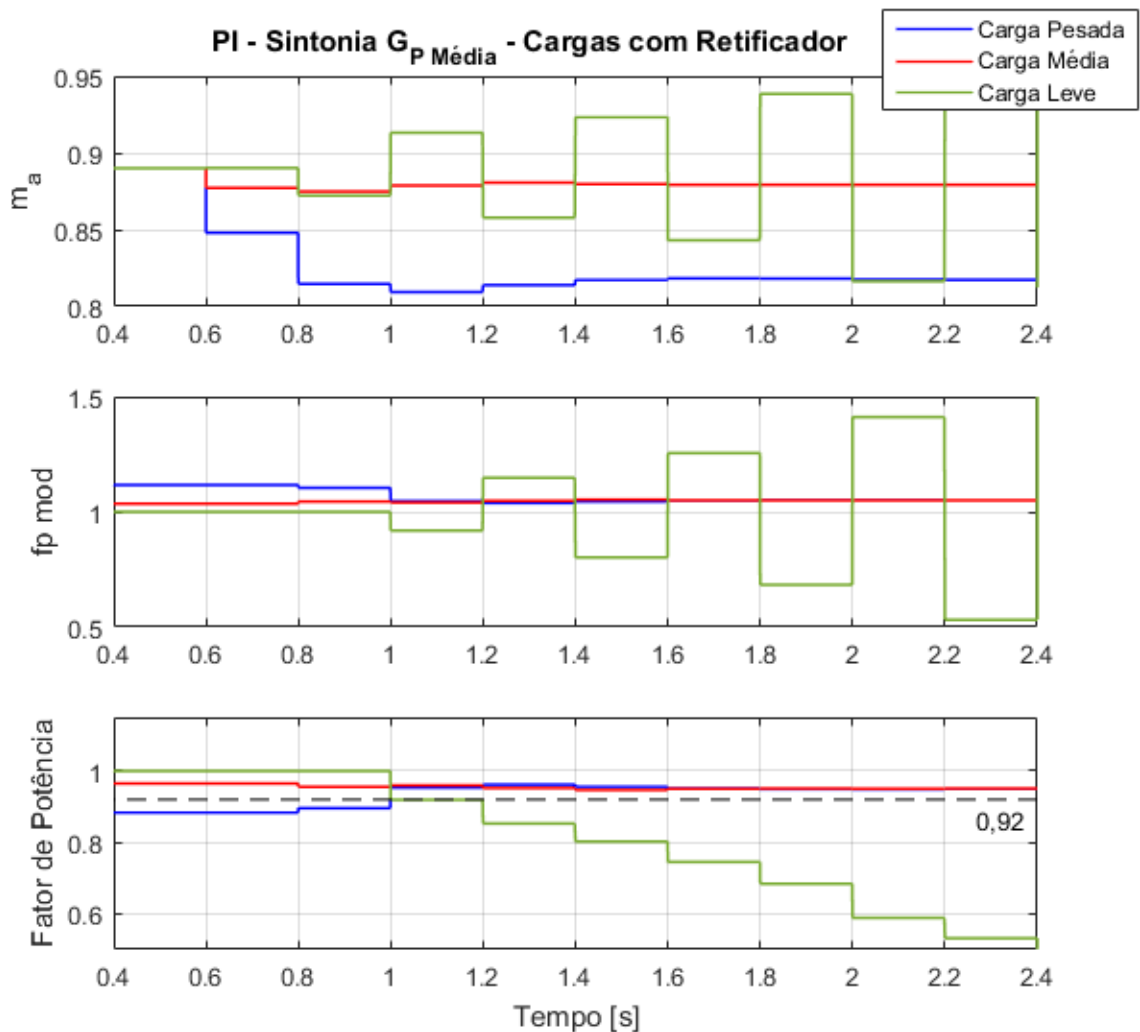
Fonte: Produção da própria autora.

Quanto ao desempenho com cargas capacitivas, apresentado no Gráfico 26, observou-se novamente melhor performance com cargas médias e pesadas, sendo que o fator de potência foi ajustado em 200 ms, para a carga média, e em 400 ms, para carga pesada, bem menor que os 2,2 s necessários com a sintonia baseada em  $G_{P\text{ Leve}}$  (Gráfico 22). Entretanto, como ocorreu com cargas de outra natureza e sintonia com  $G_{P\text{ Média}}$ , o comportamento foi instável para carga leve.

Gráfico 26 – Comportamentos do controlador PI com sintonia para  $G_{P\text{ Média}}$  e cargas capacitivas

Fonte: Produção da própria autora.

O último resultado obtido com controlador PI é mostrado no Gráfico 27 e apresenta os testes com sintonia baseada em  $G_{P\text{ Média}}$  e cargas não-lineares, atendidas por retificadores. O fator de potência se manteve alto em todos os instantes para carga média e foram necessários 400 ms de atuação do controlador para elevar o fator de potência acima de 0,92 para carga pesada. Novamente, o comportamento foi instável para carga leve, revelando que a sintonia não é adequada para controle de fator de potência em cargas leves de nenhuma das naturezas avaliadas.

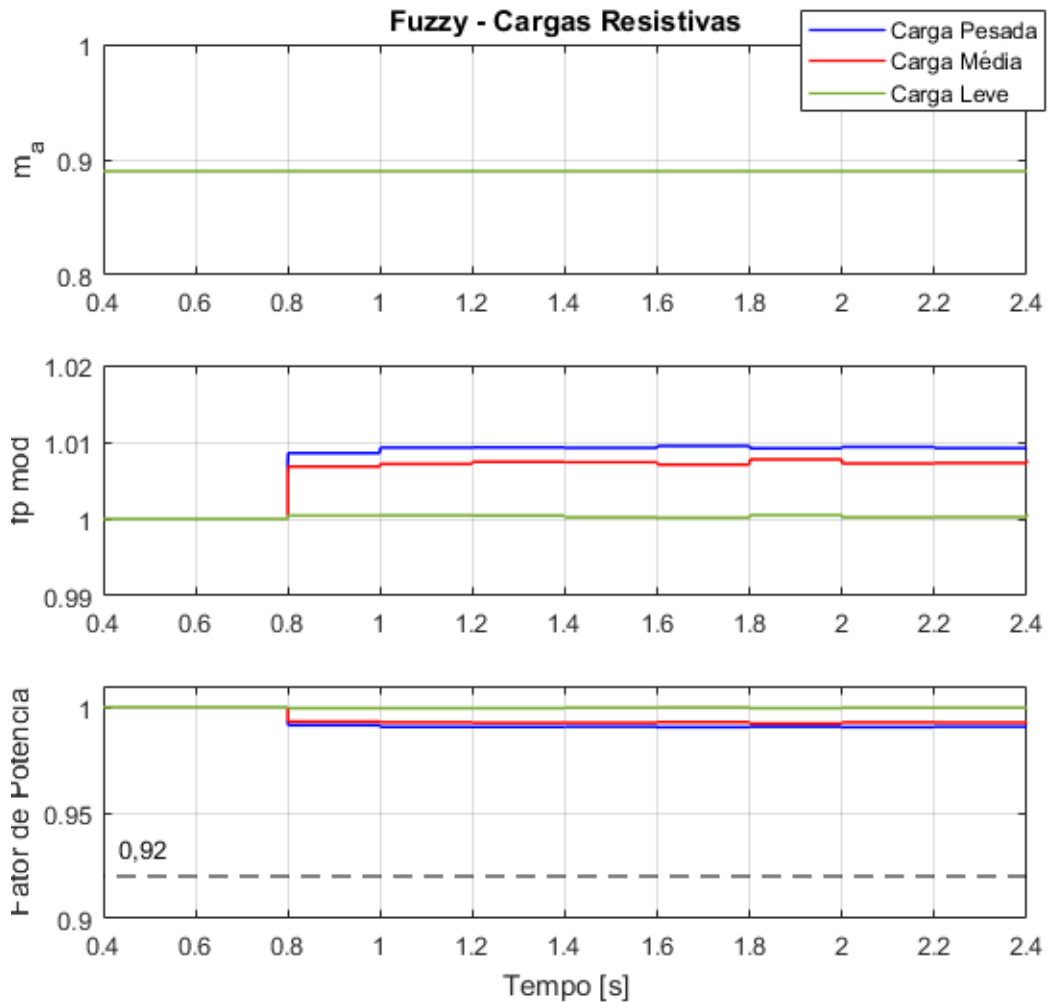
Gráfico 27 – Comportamentos do controlador PI com sintonia para  $G_{P\text{ Média}}$  e cargas com retificador

Fonte: Produção da própria autora.

Comparando as duas sintonias de controlador PI, observa-se que o ajuste de ganhos baseado em um sistema com carga leve apresentou desempenho lento para cargas pesadas, porém com capacidade de realizar o controle. Entretanto, a sintonia baseada em carga média, que teve performance rápida para cargas médias e pesadas, é instável para cargas leves, impossibilitando seu uso nestes casos.

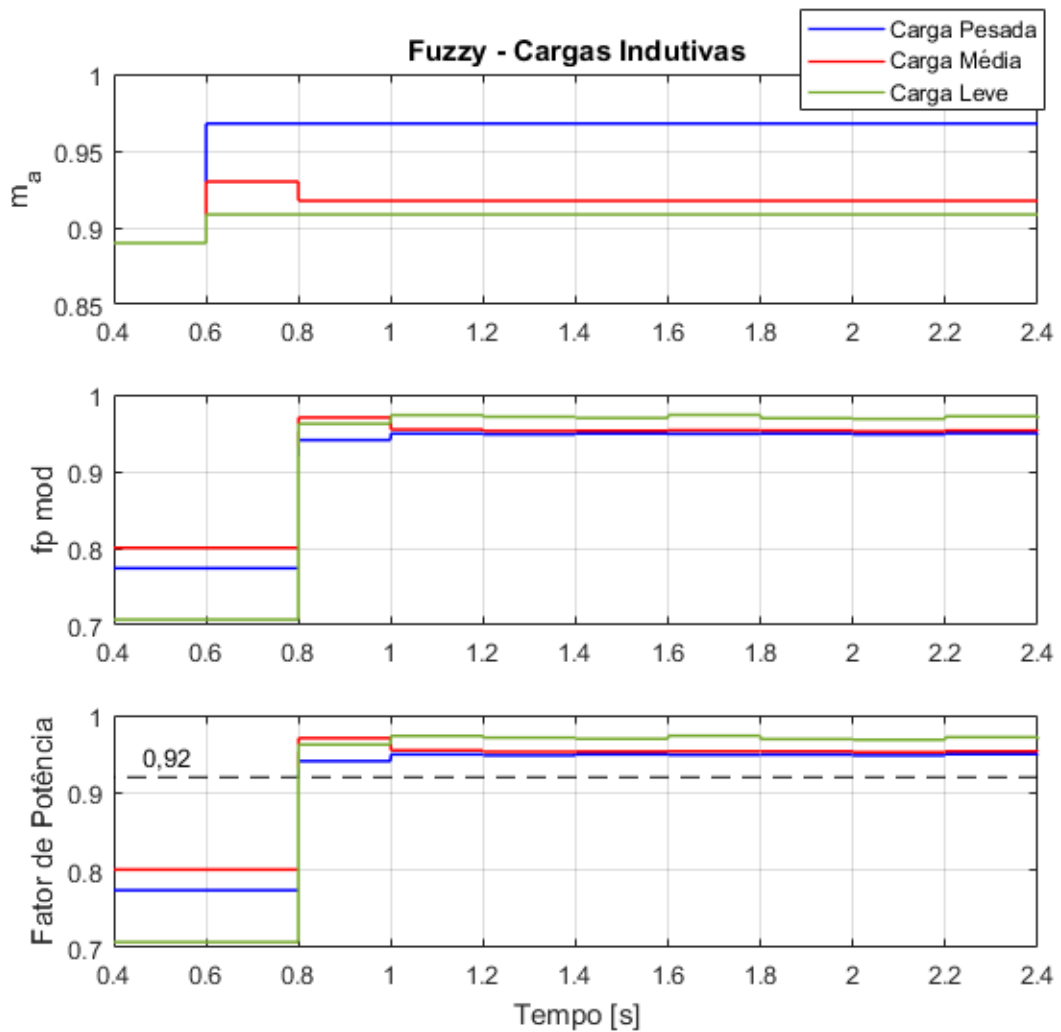
#### 6.4.2 Controlador *Fuzzy*

Os testes com controlador *fuzzy* são apresentados nos Gráficos 28, 29, 30 e 31. O teste com cargas resistivas mostrado no Gráfico 28 revela que a inclusão do controlador provocou oscilações bem pequenas. O fator de potência se manteve próximo a 1, típico das cargas resistivas, caracterizando um desempenho bom.

Gráfico 28 – Comportamentos do controlador *fuzzy* com cargas resistivas

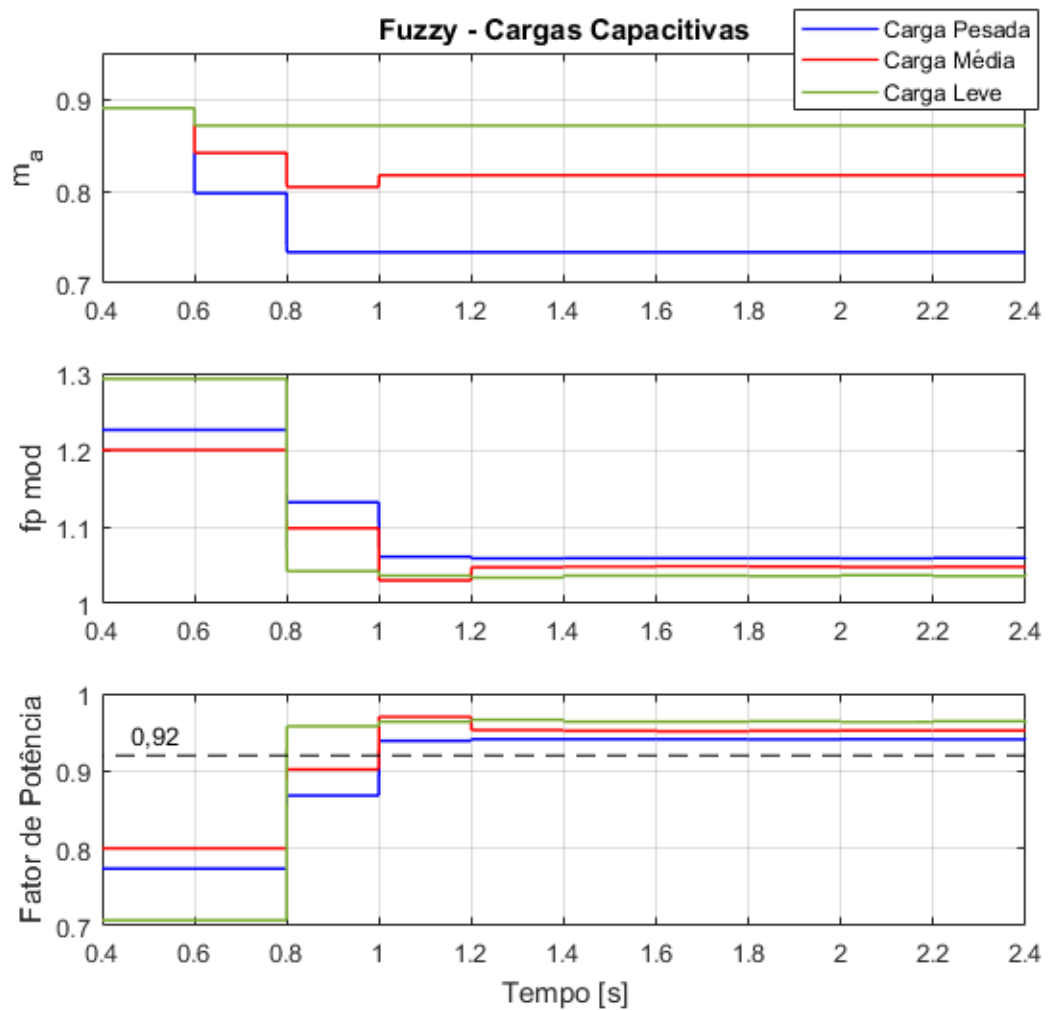
Fonte: Produção da própria autora.

Utilizando o controlador *fuzzy*, o desempenho com cargas indutivas mostrado no Gráfico 29 pode ser considerado muito bom, pois elevou o fator de potência em apenas 200 ms para as cargas leve, média e pesada. Como este controlador possui maior flexibilidade para ajustar sua operação para níveis de carga diferentes, foi possível obter um projeto que apresentou estabilidade e velocidade para todos os níveis de carga, diferentemente do que foi observado com o controlador PI.

Gráfico 29 – Comportamentos do controlador *fuzzy* com cargas indutivas

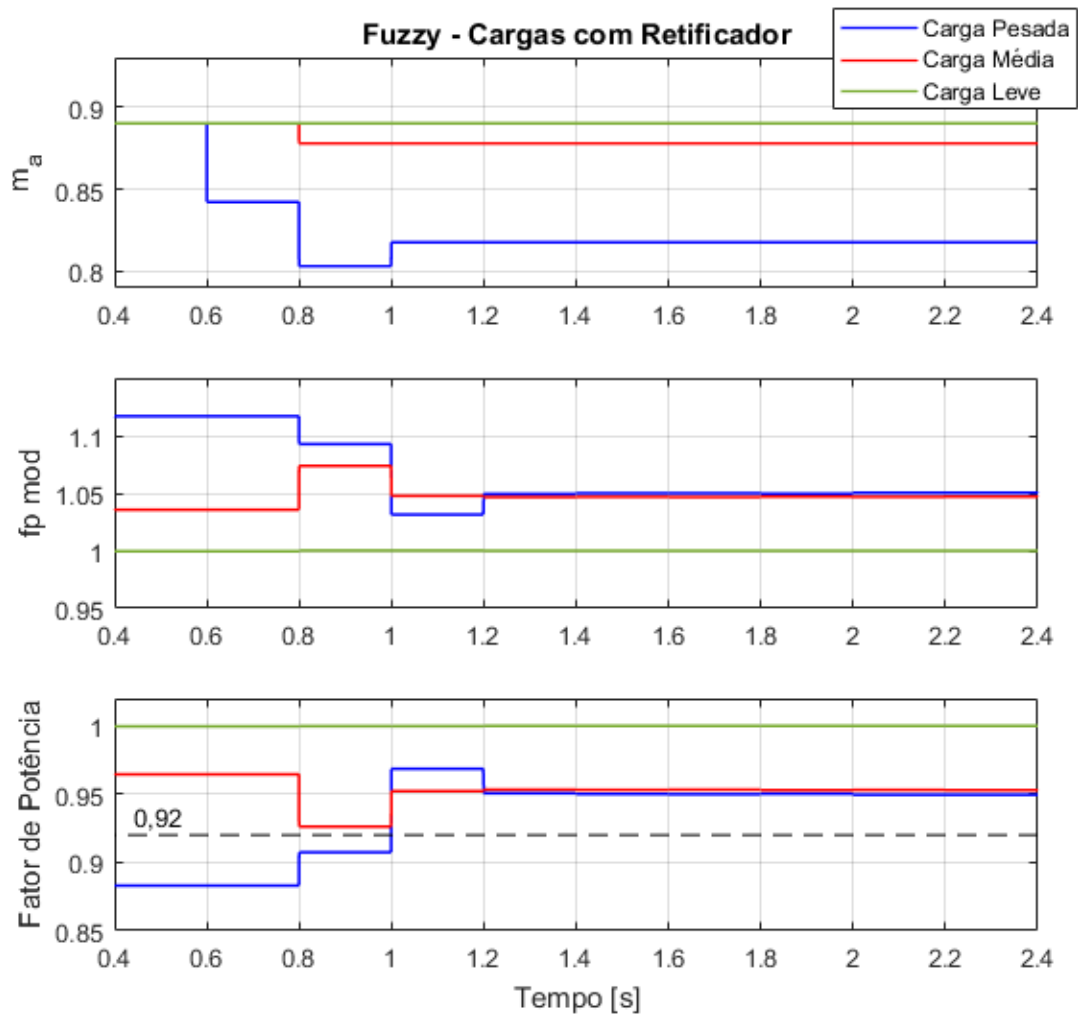
Fonte: Produção da própria autora.

O desempenho com cargas capacitivas, apresentado no Gráfico 30, mostrou-se um pouco mais lento do que com cargas indutivas, sendo necessário 400 ms para elevar o fator de potência das cargas pesada e média e 200 ms, para carga leve.

Gráfico 30 – Comportamentos do controlador *fuzzy* com cargas capacitivas

Fonte: Produção da própria autora.

Por fim, o desempenho com cargas não-lineares é mostrado no Gráfico 31. Observa-se que a conexão do STATCOM com a carga média provocou uma pequena queda no fator de potência, entretanto não atingiu nível abaixo de 0,92. A carga leve se manteve com fator de potência alto, próximo a 1, e o fator de potência da carga pesada foi corrigido após 400 ms.

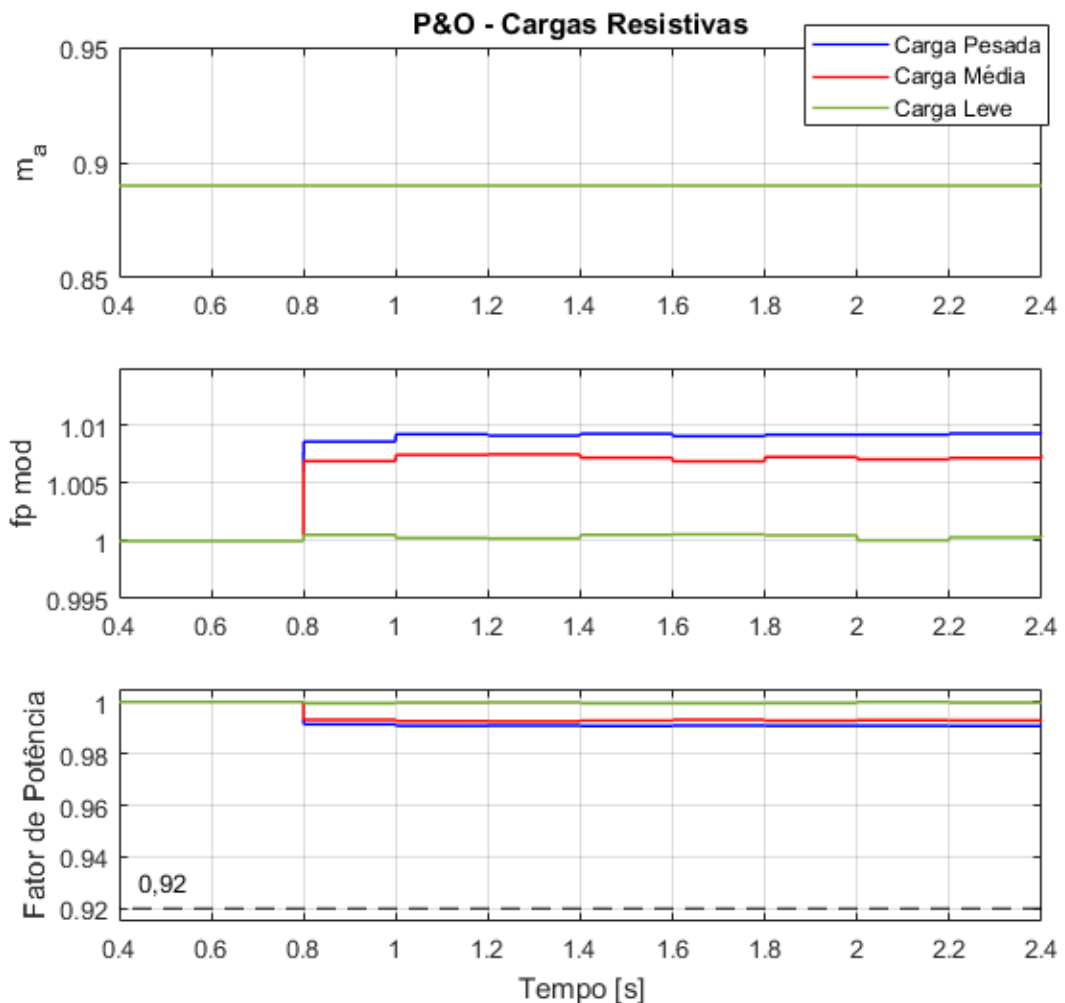
Gráfico 31 – Comportamentos do controlador *fuzzy* com cargas com retificador

Fonte: Produção da própria autora.

#### 6.4.3 Controlador P&O

A resposta obtida com o controlador P&O e cargas resistivas é mostrada no Gráfico 32. A inserção do controlador provocou uma leve redução no fator de potência para as cargas média e pesada, porém se manteve alto, próximo a 0,99. Vale ressaltar que na lógica implementada o controlador não realiza perturbações caso o fator de potência esteja acima de 0,95, o que pode ser observado pelo comportamento constante do índice de modulação  $m_a$ .

Gráfico 32 – Comportamentos do controlador P&amp;O com cargas resistivas

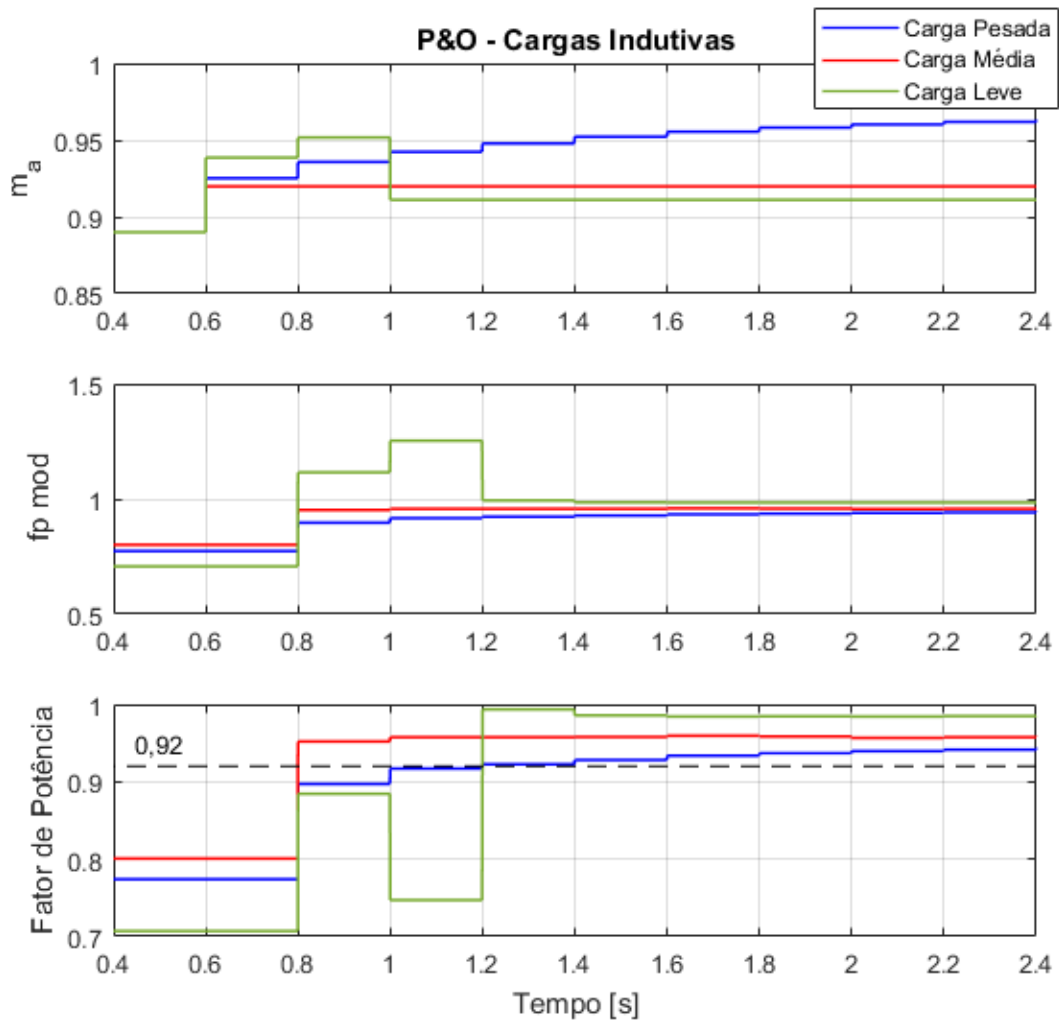


Fonte: Produção da própria autora.

O comportamento do controlador com cargas indutivas é apresentado no Gráfico 33. Embora não tenham sido mostrados os resultados de outros ajustes de *Delta* nesta monografia, este controlador apresentou comportamento semelhante ao PI quanto à sintonia de parâmetros. Ao escolher *Delta* para operar bem com cargas leves, seu desempenho fica um pouco lento com cargas pesadas, ao passo que, ajustar para cargas médias ou pesadas, resultam em instabilidade com cargas lentas. Desta forma, o valor foi escolhido visando obter a resposta mais rápida para carga pesada, porém sem causar instabilidade nas cargas leve. A resposta mostrada no Gráfico 33 reflete um pouco de oscilação no fator de potência com carga leve, porém estabilizando após 600 ms. Para cargas médias, o tempo para correção foi de 200 ms e, para cargas pesadas, foi preciso 600 ms.



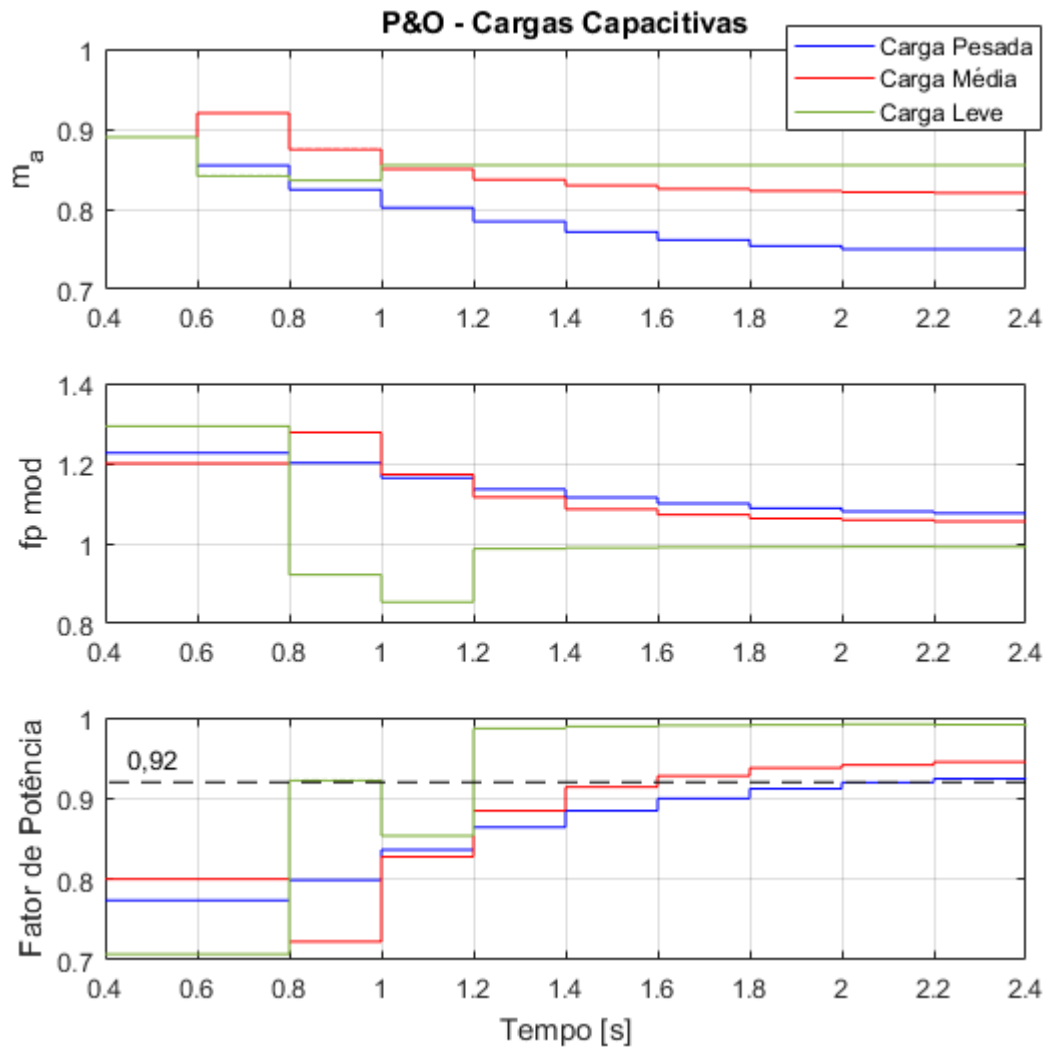
Gráfico 33 - Comportamentos do controlador P&amp;O com cargas indutivas



Fonte: Produção da própria autora.

O Gráfico 34 mostra o comportamento do fator de potência nos testes com cargas capacitivas, onde também se observa o efeito discutido para cargas indutivas. Houve um pouco de oscilação para carga leve, estabilizando após 600 ms. Para cargas médias foi necessário 1 s para correção de fator de potência e, para cargas pesadas, a correção ocorreu após 1,4 s.

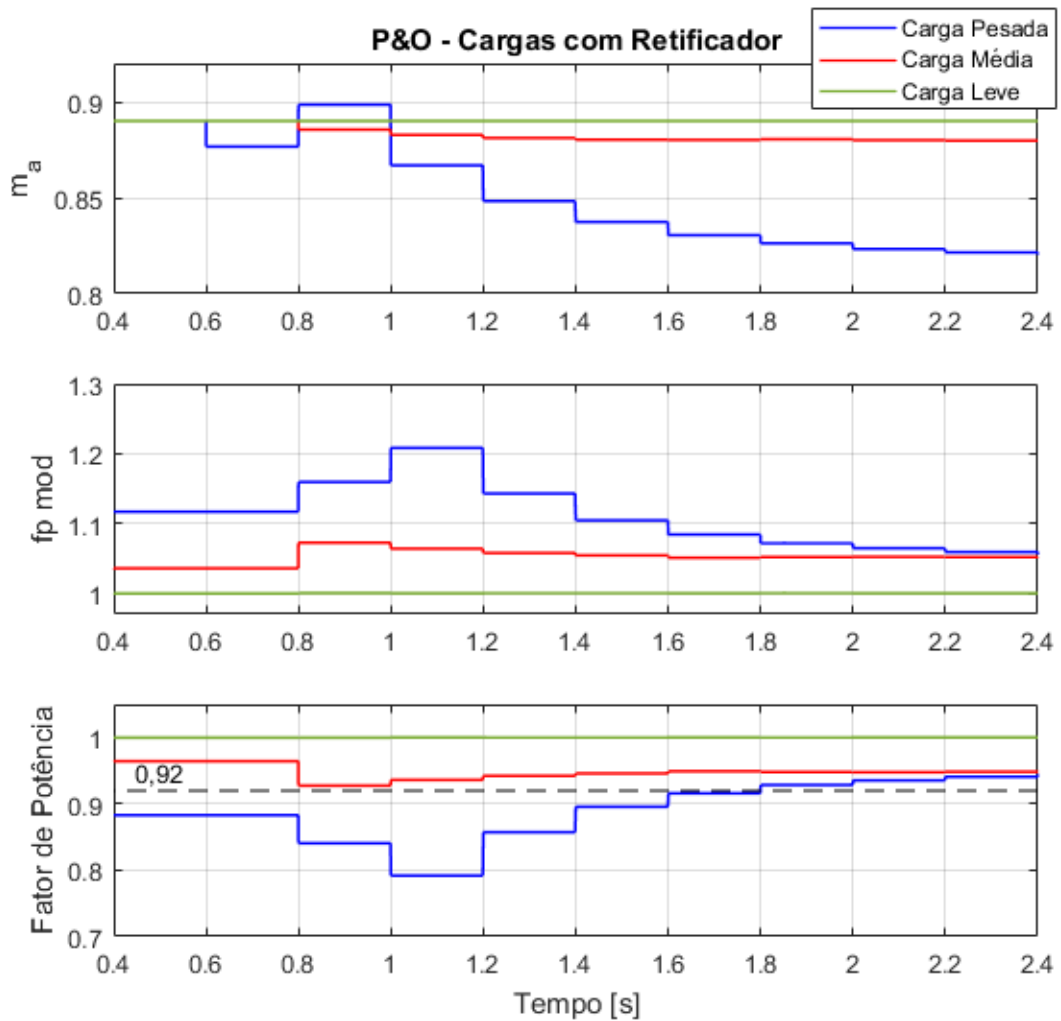
Gráfico 34 – Comportamentos do controlador P&amp;O com cargas capacitivas



Fonte: Produção da própria autora.

O comportamento para cargas não-lineares, atendidas por retificador, é mostrado no Gráfico 35. Para cargas médias e leves o fator de potência se manteve elevado, embora a ação do STATCOM tenha provocado uma leve redução no fator de potência para a carga média. A correção do fator de potência para a carga pesada aconteceu em 1,2 s.

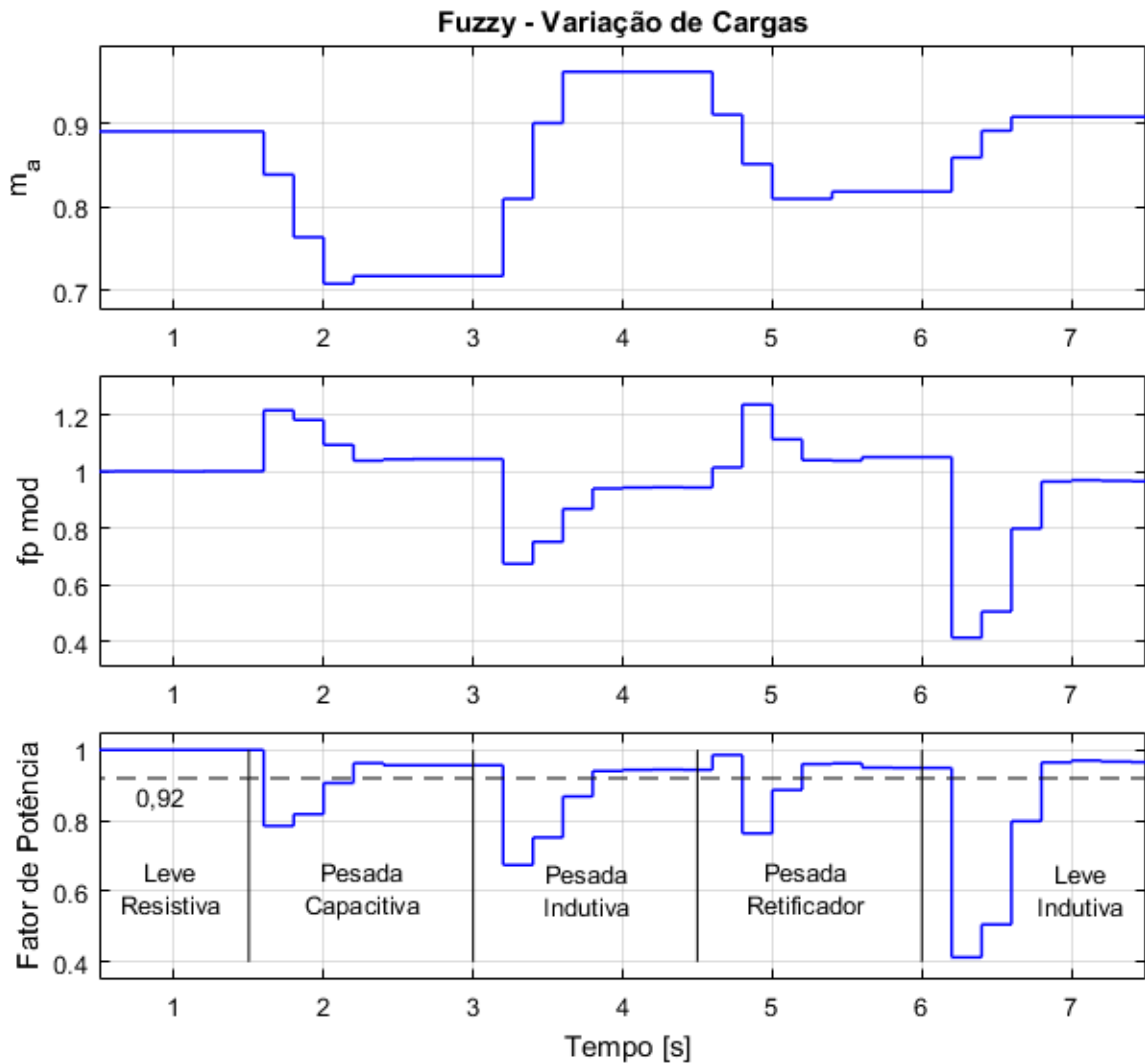
Gráfico 35 – Comportamentos do controlador P&amp;O com cargas com retificador



Fonte: Produção da própria autora.

#### 6.4.4 Teste com variação de cargas

O último teste realizado consistiu em manter o STATCOM conectado ao sistema e trocar as cargas conectadas para avaliar a resposta durante variação de cargas. Como o *fuzzy* apresentou bons resultados para todos os tipos de cargas, este foi escolhido para utilização neste teste, cujo o resultado é mostrado no Gráfico 36. O sistema inicialmente funciona com carga resistiva leve e, em seguida, troca-se para carga capacitiva pesada, indutiva pesada, carga com retificador pesada e, por fim, carga indutiva leve, sempre operando por 1,5 s em cada carga. No Gráfico 36 observa-se que a correção é feita em no máximo 0,8 s para as variações adotadas.

Gráfico 36 – Comportamento do sistema com controlador *fuzzy* e variação de cargas

Fonte: Produção da própria autora.

## 6.5 Comentários Finais

Com os resultados mostrados nesta seção constatou-se que as técnicas de modulação de múltiplas portadoras e múltiplas referências analisadas não apresentam diferenças relevantes em seus espectros harmônicos. Desta forma, outros critérios, como facilidade de implementação, têm maior impacto caso se deseje optar por implementar uma das duas.

Quanto aos resultados dos espectros com filtro L e LCL, observa-se que o filtro LCL apresenta maior atenuação de harmônicos que o filtro L, entretanto, o LCL também reduz mais a magnitude da corrente na frequência fundamental (60 Hz). Ainda assim, seu uso é aconselhado para evitar os efeitos indesejáveis de harmônicos.

Os testes com cargas mostrados na seção 6.3 revelaram que um mesmo índice de modulação pode resultar na injeção ou absorção de uma quantidade diferente de potência reativa, de acordo com a carga que está conectada ao sistema, o que dificulta um ajuste que seja adequado para todas as cargas nos controladores PI e P&O. Os resultados obtidos com os controladores PI, *fuzzy* e P&O mostraram ser o controlador *fuzzy* o de melhor resposta às cargas apresentadas.

## 7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

### 7.1 Conclusões

A fim de analisar o comportamento da PMCT operando como STATCOM, a topologia mostrada na Figura 10 (página 23) foi implementada no *Simulink*, em conjunto com as técnicas de modulação de múltiplas portadoras e múltiplas referências, filtros L e LCL e controladores PI, *fuzzy* e P&O. Os resultados das simulações indicaram que a topologia opera bem como STATCOM, pois em conjunto com as técnicas de modulação, filtros e alguns controladores foi capaz de corrigir o fator de potência de cargas indutivas, capacitivas, não-lineares, e manter o fator de potência de cargas resistivas.

Ao comparar os espectros das técnicas de modulação testadas, não foram observadas diferenças significativas, entretanto, a implementação da técnica de múltiplas referências foi considerada mais simples no *Simulink*, visto que a lógica para acionamento das chaves é mais fácil de ser elaborada e utiliza menos componentes na implementação.

Quanto ao desempenho dos filtros, o LCL apresentou maior atenuação de harmônicos que o filtro L, com distorção harmônica 6,49 vezes menor para o teste com injeção de reativos e 5,46 vezes menor para absorção de reativos. Houve uma maior redução também na amplitude da componente fundamental, com amplitude 1,16 vezes menor para injeção de reativos e 1,34 vezes menor para absorção de reativos, mas a redução dos harmônicos é mais relevante para evitar problemas de interferência e aquecimento, comentados na seção 2.3.

Para facilitar a comparação entre os controladores, o Quadro 14 resume os tempos para ajuste de fator de potência para cada carga e cada controlador testados. No caso do PI, ajustá-lo para um modelo de carga leve ( $G_{P\text{ Leve}}$ ) aumenta o tempo necessário para correção de fator de potência, porém a correção ocorre para todas as condições testadas. Em contrapartida, ajustá-lo para uma carga média ( $G_{P\text{ Média}}$ ) provoca oscilações quando a carga é leve, de modo que sua operação se torna inadequada. O controlador *fuzzy* apresentou boa resposta para todas as cargas, pois a flexibilidade nos ajustes das funções de pertinência dos conjuntos e das regras permitiram obter índices de modulação adequados para cada tipo de carga, leve ou pesada e

de natureza indutiva ou capacitiva. Por fim, o controlador P&O, assim como o PI, obteve melhor desempenho para cargas mais leves e foi mais lento para cargas pesadas.

Quadro 14 – Tempo para ajuste de fator de potência, em s

Tipo de carga		PI (G <sub>P</sub> Leve)	PI (G <sub>P</sub> Média)	Fuzzy	P&O
Leve	Resistiva	0	Não estabiliza	0	0
	Indutiva	0,2	Não estabiliza	0,2	0,6
	Capacitiva	0,2	Não estabiliza	0,2	0,6
	Retificador	0	Não estabiliza	0	0
Média	Resistiva	0	0	0	0
	Indutiva	0,2	0,2	0,2	0,2
	Capacitiva	1	0,2	0,4	1
	Retificador	0	0	0	0
Pesada	Resistiva	0	0	0	0
	Indutiva	1	0,2	0,2	0,6
	Capacitiva	2,2	0,4	0,4	1,4
	Retificador	1,2	0,4	0,4	1,2

Fonte: Produção da própria autora.

Portanto, todos os controladores testados demonstraram capacidade de corrigir o fator de potência, entretanto, o desempenho do *fuzzy* é superior aos outros por poder ser ajustado tanto para cargas leves quanto para cargas pesadas, através de suas regras e funções de pertinência projetadas.

## 7.2 Sugestões de Trabalhos Futuros

Como sugestão para trabalhos futuros, propõe-se elevar a frequência de chaveamento do conversor, que neste trabalho foi adotada como 8400 Hz. Com frequências maiores, o projeto do filtro é mais fácil, pois a faixa de frequências da equação (14) é mais larga, possibilitando escolher uma frequência de corte mais longe da fundamental e também longe da frequência de chaveamento, diminuindo a atenuação na componente fundamental que foi observada nesta monografia. Destaca-se, no entanto, que será necessário reduzir o passo de simulação para operar em frequências maiores, sendo recomendado um computador com maior capacidade de processamento que o utilizado neste trabalho, cujo sistema operacional é de 64 bits, com processador Intel® Core™ i3-5005U CPU 2 GHz e memória RAM de 4.00 GB.

Uma proposta para melhoria de desempenho do controlador PI é a utilização de ganhos adaptativos, utilizando, por exemplo, a medição de energia ativa para ajustar a sintonia de

acordo com a potência da carga. Do mesmo modo, pode ser testada a inclusão de lógica similar no P&O, ajustando *Delta* de acordo com a carga e melhorando o desempenho deste controlador.

Outra sugestão de trabalho futuro é a implementação prática das simulações aqui realizadas, construindo o inversor e circuitos auxiliares para sua operação. Também podem ser exploradas outras aplicações das PMCT, por exemplo, como *peak shaver*, onde o sistema é utilizado para reduzir picos de demanda de energia, em especial em horários de maior custo de energia, entregando potência à carga no lugar da rede.



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGELIDIS, V. G.; BAKER, D. M.; LAWRENCE, W. B.; NAYAR, C. V. A multilevel PWM inverter topology for photovoltaic applications. *In: ISIE '97 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 1997, Guimaraes, Portugal. **Proceedings** [...]. Guimaraes, Portugal: IEEE, 1997. p. 589-594. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/ISIE.1997.649027>. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/649027/>. Acesso em: 15 set. 2020.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST, Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica**. Brasília, DF: ANEEL, ago. 2020. Disponível em: <https://www.aneel.gov.br/modulo-8>. Acesso em: 14 out. 2020.

\_\_\_\_\_. **Resolução Normativa Nº 414, de 09 de setembro de 2010**. Estabelece as Condições Gerais de Fornecimento de Energia Elétrica de forma atualizada e consolidada. Brasília, DF: ANEEL, 2010. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2010414.pdf>. Acesso em: 14 out. 2020.

ARAÚJO, S. V.; ENGLER, A.; SAHAN, B.; ANTUNES, F. LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS (ICPE)*, 7., 2007, Daegu, South Korea. **Proceedings** [...]. Daegu, South Korea: IEEE, out. 2007. p. 1133-1138. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/ICPE.2007.4692556>. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4692556/>. Acesso em: 4 out. 2020.

AZIZ, J. A.; SALAM, Z. A PWM strategy for the modular structured multilevel inverter suitable for digital implementation. *In: IEEE INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE (CEIP 2002)*, 8., 2002, Guadalajara, Mexico. **Proceedings** [...]. Guadalajara, Mexico: IEEE, 2002. p. 160-164. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/CIPE.2002.1216653>. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1216653/>. Acesso em: 15 set. 2020.

BALAKRISHNAN, D.; INDIRADEVI, K. Modified multilevel inverter topology with reduced switch count and a novel PWM control scheme. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPUTER COMMUNICATION AND INFORMATICS (ICCCI)*, 2014, Coimbatore, India. **Proceedings** [...]. Coimbatore, India: IEEE, jan. 2014. p. 1-6. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/ICCCI.2014.6921845>. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6921845/>. Acesso em: 15 set. 2020.

BARRETO, R. L. **Contribuições ao método de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos**. 2014. Dissertação (Mestrado em Automação e Sistemas) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2014. Disponível em: <https://repositorio.ufrn.br/jspui/bitstream/123456789/15491/1/RodrigoLB DISSERT.pdf>. Acesso em: 24 out. 2020.

CAVALCANTI, M. C.; OLIVEIRA, K. C.; AZEVEDO, G. M. S.; NEVES, F. A. S. Comparative study of maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems.

**Eletrônica de Potência**, [s. l.], v. 12, n. 2, p. 163-171, jul. 2007. Disponível em: <http://gw.dee.ufrj.br/FAE/download/rvol12no2p10.pdf>. Acesso em: 23 out. 2020.

CAVALIERE, C. A. C.; WATANABE, E. H.; AREDES, M.; BARBOSA, P. G.; JESUS, F. D.; CARVALHO, J. R.; MOREIRA, A. C. C.; FRAGA, F. E. R.; LEAL, M. J. Aplicação do STATCOM na distribuição: regulação de tensão e controle de fator de potência. *In: SEMINÁRIO BRASILEIRO SOBRE QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA*, 5., 2003, Aracaju. **Anais** [...]. Aracaju: SBQEE, ago. 2003. p. 545-550. Disponível em: <http://www.cgti.org.br/publicacoes/wp-content/uploads/2016/03/Aplicac%CC%A7a%CC%83o-do-STATCOM-na-Distribuic%CC%A7a%CC%83o-Regulac%CC%A7a%CC%83o-de-Tensa%CC%83o-e-Controle-de-Fator-de-Pote%CC%82ncia.pdf>. Acesso em: 18 out. 2020.

CHANIAGO, K.; RAHIM, N. A.; SELVARAJ, J. Single-phase seven-level voltage source inverter with low switching frequency. *In: TENCON IEEE REGION 10 CONFERENCE*, 2009, Singapore. **Proceedings** [...]. Singapore: IEEE, nov. 2009. p. 1-5. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TENCON.2009.5395790>. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5395790/>. Acesso em: 15 set. 2020.

CHRISTOPHER, I. W.; PARTHIBAN, J.; SARAVANAN, B.; KUMAR, R.; PALLAVAN, S.; RAMESH, R. Microcontroller based single-phase simplified seven-level inverter for PV system. *In: IEEE INDIA INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS (IICPE)*, 5., 2012, Delhi, India. **Proceedings** [...]. Delhi, India: IEEE, dez. 2012. p. 1-6. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/IICPE.2012.6450420>. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6450420/>. Acesso em: 15 set. 2020.

DIXON, J.; MORAN, L.; RODRIGUEZ, J.; DOMKE, R. Reactive Power Compensation Technologies: State-of-the-Art Review. **Proceedings of the IEEE**, New York, v. 93, n. 12, p. 2144-2164, dez. 2005. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/JPROC.2005.859937>. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1545768/>. Acesso em: 18 out. 2020.

DUBOIS, D.; PRADE, H. M. **Fuzzy sets and systems**. New York: Academic Press, 1980.

GOLNARAGHI, M. F.; KUO, B. C. **Automatic control systems**. 9. ed. Hoboken, New Jersey: Wiley, 2010.

GYUGYI, L. Reactive power generation and control by thyristor circuits. *In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE*, 1976, Greenlelt, Maryland, USA. **Proceedings** [...]. Greenlelt, Maryland, USA: IEEE, jun. 1976. p. 174-184. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/PESC.1976.7072914>. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7072914/>. Acesso em: 16 out. 2020.

HINGA, P. K.; OHNISHI, T.; SUZUKI, T. A new PWM inverter for photovoltaic power generation system. *In: POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE - PESC'94*, 1994, Taipei, Taiwan. **Proceedings** [...]. Taipei, Taiwan: IEEE, 1994. p. 391-395. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/PESC.1994.349704>. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/349704/>. Acesso em: 14 set. 2020.

HINGORANI, N. G.; GYUGYI, L. **Understanding FACTS**. New York: IEEE Press, 2000.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE**

**Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power**

**Systems**. New York: IEEE, 2014. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/IEEESTD.2014.6826459>.

Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6826459>. Acesso em: 15 out. 2020.

JATAV, R.; SHARMA, S.; CHATURVEDI, P. K. Reduced Device Count Single-Phase Multilevel Inverter Topology for Photovoltaic Applications. *In: NATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND INTELLIGENT CONTROL*, 3., 2012, Jaipur. **Proceedings** [...]. Jaipur: [s. n.], nov. 2012. p. 1-9. Disponível em: [https://www.researchgate.net/publication/264048642\\_Reduced\\_Device\\_Count\\_Single-Phase\\_Multilevel\\_Inverter\\_Topology\\_for\\_Photovoltaic\\_Applications](https://www.researchgate.net/publication/264048642_Reduced_Device_Count_Single-Phase_Multilevel_Inverter_Topology_for_Photovoltaic_Applications). Acesso em: 15 set. 2020.

JESSEN, L.; GUNTER, S.; FUCHS, F. W.; GOTTSCHALK, M.; HINRICHS, H. Measurement results and performance analysis of the grid impedance in different low voltage grids for a wide frequency band to support grid integration of renewables. *In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION*, 2015, Montreal, QC, Canada. **Proceedings** [...]. Montreal, QC, Canada: IEEE, set. 2015. p. 1960-1967. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/ECCE.2015.7309937>. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7309937/>. Acesso em: 30 out. 2020.

KALAISELVAN, K. Modeling of Single-Phase Thirteen-Level Asymmetrical Cascaded H-Bridge Inverter for Hybrid Solar & Wind Systems. **International Journal of Advanced Research Trends in Engineering and Technology**, [s. l.], v. 3, n. 2, p. 102-107, mar. 2016. Disponível em: <https://ijartet.com/954/v3s2bharathiar/conference>. Acesso em: 15 set. 2020.

KOURO, S.; MALINOWSKI, M.; GOPAKUMAR, K.; POU, J.; FRANQUELO, L. G.; BIN, W.; RODRIGUEZ, J.; PÉREZ, M. A.; LEON, J. I. Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 57, n. 8, p. 2553-2580, ago. 2010. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2010.2049719>. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5482117/>. Acesso em: 14 set. 2020.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 41, n. 5, p. 1281-1291, set. 2005. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2005.853373>. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1510826/>. Acesso em: 01 out. 2020.

MAMDANI, E. H.; ASSILIAN, S. An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller. **International Journal of Man-Machine Studies**, [s. l.], v. 7, n. 1, p. 1-13, jan. 1975. DOI: [http://dx.doi.org/10.1016/S0020-7373\(75\)80002-2](http://dx.doi.org/10.1016/S0020-7373(75)80002-2). Disponível em: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0020737375800022>. Acesso em: 03 nov. 2020.

MEENAKSHI, D. B.; KUMAR, R.; RAMPRAKASH, R. Twenty Five Level Inverter by Cascading Of Two Transformers for AC Drives. **IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering**, [s. l.], v. 11, n. 04, p. 44-49, abr. 2016. DOI: <http://dx.doi.org/10.9790/1676-1104014449>. Disponível em: <http://iosrjournals.org/iosr-jeee/Papers/Vol11%20Issue%204/Version-1/F1104014449.pdf>. Acesso em: 15 set. 2020.

MELO, V.; GIACOMIN, V.; VENTURINI, A.; SIMONETTI, D. S. L.; SOUSA, G.; MACEDO JUNIOR, J. R. Análise para Implantação de STATCOM na Correção de Tensão Secundária. *In: CONFERÊNCIA BRASILEIRA SOBRE QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA*, 8., 2009, Blumenau. **Anais** [...]. Blumenau: [s. n.], 2009. 1 CD-ROM.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power electronics**. 2. ed. New York: Wiley, 1995.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 17, n. 5, p. 518-523, set. 1981. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.1981.4503992>. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4503992/>. Acesso em: 14 set. 2020.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de controle moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2011.

PRASAD, P. B.; ALI, S. M.; VENKATESWARLU, K. A Novel Control Strategy Using fuzzy Technique for Single Phase Nine-Level Grid-Connected Inverter for Photovoltaic system. **International Journal of Engineering and Applied Sciences**, [s. l.], v. 3, n. 1, p. 68-73, jan. 2016. Disponível em: [https://www.ijeeas.org/download\\_data/IJEAS0301036.pdf](https://www.ijeeas.org/download_data/IJEAS0301036.pdf). Acesso em: 21 out. 2020.

RAHIM, N. A.; CHANIAGO, K.; SELVARAJ, J. A Modified H-Bridge Multilevel Inverter for Photovoltaic System. **IEICE Electronics Express**, [s. l.], v. 7, n. 11, p. 751-758, 2010. DOI: <http://dx.doi.org/10.1587/elex.7.751>. Disponível em: <http://joi.jlc.jst.go.jp/JST.JSTAGE/elex/7.751?from=CrossRef>. Acesso em: 30 set. 2020.

RAMTEKE, R. G.; PATIL, U. V. Design and comparative study of filters for multilevel inverter for grid interface. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER AUTOMATION AND COMMUNICATION (INPAC)*, 2014, Amravati, India. **Proceedings** [...]. Amravati, India: IEEE, out. 2014. p. 39-44. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/INPAC.2014.6981132>. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6981132/>. Acesso em: 1 out. 2020.

RAO, K. H.; SURESH, N.; RANI, S. Secondary Distribution for Grid Interconnected Nine-level Inverter using PV system. **IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering**, [s. l.], v. 6, n. 3, p. 61-68, 2013. DOI: <http://dx.doi.org/10.9790/1676-0636168>. Disponível em: <http://www.iosrjournals.org/iosr-jeee/Papers/Vol6-issue3/J0636168.pdf>. Acesso em: 30 set. 2020.

RASHID, M. H.; KUMAR, N. **Power Electronics**. 4. ed., Boston: Pearson, 2014.

REZNIK, A.; SIMOES, M.; AL-DURRA, A.; MUYEEN, S. M. LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 50, n. 2, p. 1225-1232, mar. 2014. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2013.2274612>. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6571219/>. Acesso em: 30 set. 2020.

RODRIGUEZ, J.; JIH-SHENG LAI; FANG ZHENG PENG. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 49, n. 4, p. 724-738, ago. 2002. DOI:

<http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2002.801052>. Disponível em:  
<http://ieeexplore.ieee.org/document/1021296/>. Acesso em: 15 set. 2020.

SCHWEIZER, M.; KOLAR, J. W. Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 28, n. 2, p. 899-907, fev. 2013. DOI:  
<http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2012.2203151>. Disponível em:  
<http://ieeexplore.ieee.org/document/6213134/>. Acesso em: 14 set. 2020.

SEN, K. K. STATCOM-STATIC synchronous COMPensator: theory, modeling, and applications. *In*: IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY. 1999 WINTER MEETING, 1999, New York. **Proceedings** [...]. New York: IEEE, 1999. p. 1177-1183. DOI:  
<http://dx.doi.org/10.1109/PESW.1999.747375>. Disponível em:  
<http://ieeexplore.ieee.org/document/747375/>. Acesso em: 15 set. 2020.

SHAIKH, R. R.; RANA, J. R. Single phase seven level inverter. *In*: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENERGY EFFICIENT TECHNOLOGIES FOR SUSTAINABILITY (ICEETS), 2016, Nagercoil, India. **Proceedings** [...]. Nagercoil, India: IEEE, abr. 2016. p. 306-310. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/ICEETS.2016.7583770>. Disponível em:  
<http://ieeexplore.ieee.org/document/7583770/>. Acesso em: 15 set. 2020.

SHANTHI, B.; NATARAJAN, S. P. Comparative Study on Carrier Overlapping PWM Strategies for Five Level Diode Clamped Inverter. **International Journal on Electrical Engineering and Informatics**, [s. l.], v. 3, n. 1, p. 12-25, 30 mar. 2011. DOI:  
<http://dx.doi.org/10.15676/ijeei.2011.3.1.2>. Disponível em: <http://ijeei.org/docs-18642162634d9ab16d09ebf.pdf>. Acesso em: 24 set. 2020.

SIMONETTI, D. S. L.; YUAN, X. Center-Tapped  $\pi$ -Type Single-Phase Cell. *In*: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 15.; IEEE SOUTHERN POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 5., 2019, Santos, Brazil. **Proceedings** [...]. Santos: IEEE, dez. 2019. p. 1-6. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065693>. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9065693/>. Acesso em: 14 set. 2020.

TAKAGI, T.; SUGENO, M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. **IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics**, [s. l.], v. 15, n. 1, p. 116-132, jan. 1985. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TSMC.1985.6313399>. Disponível em:  
<http://ieeexplore.ieee.org/document/6313399/>. Acesso em: 03 nov. 2020.

THANASEKARAN, R.; SENRAYAN, K.; KUMAR, T. A.; PONMANIKANDAN, P. A novel single Z-source based multilevel inverter for renewable source. *In*: IEEE STUDENTS' CONFERENCE ON ELECTRICAL, ELECTRONICS AND COMPUTER SCIENCE (SCEECS), mar. 2012, Bhopal, India. **Proceedings** [...]. Bhopal, India: IEEE, mar. 2012. p. 1-4. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/SCEECS.2012.6184809>. Disponível em:  
<http://ieeexplore.ieee.org/document/6184809/>. Acesso em: 15 set. 2020.

VARGHESE, A. M.; ELDHOSE, K. A.; JOY, N. Single Phase Multilevel Inverter for AC Motor. **International Journal of Engineering Research and Development**, [s. l.], v. 9, n. 11, p. 50-56, fev. 2014. Disponível em: <http://www.ijerd.com/paper/vol9-issue11/G09115056.pdf>. Acesso em: 15 set. 2020.

WATANABE, E. H.; BARBOSA, P. G.; ALMEIDA, K. C.; TARANTO, G. N. Tecnologia FACTS - Tutorial. **SBA Controle & Automação**, [s. l.], v. 9, n. 1, p. 39-55, abr. 1998. Disponível em: <https://www.sba.org.br/revista/vol9/V9p39.pdf>. Acesso em: 06 nov. 2020.

YUAN, X. Analytical Averaged Loss Model of a Three-Level T-Type Converter. In: IET INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, MACHINES AND DRIVES (PEMD), 7., 2014, Manchester, UK. **Proceedings** [...]. Manchester, UK: Institution of Engineering and Technology, 2014. p. 1-6. DOI: <http://dx.doi.org/10.1049/cp.2014.0343>. Disponível em: <https://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp.2014.0343>. Acesso em: 14 set. 2020.