

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

CAIQUE NUNES MARIA SANTANA

**CONVERSOR MATRICIAL PARA
INTERLIGAÇÃO DE GERADORES
EÓLICOS RESIDENCIAIS**

**Bagé
2022**

CAIQUE NUNES MARIA SANTANA

**CONVERSOR MATRICIAL PARA
INTERLIGAÇÃO DE GERADORES
EÓLICOS RESIDENCIAIS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Bacharelado em Engenharia de Energia como requisito parcial para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Fabio Luis Tomm
Coorientador: Prof. Dr. Jocemar Biasi Parizzi

**Bagé
2022**

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais).

S135c Santana, Caique Nunes Maria

Conversor Matricial para Interligação de Geradores Eólicos Residenciais / Caique Nunes Maria Santana.

98 f.: il.

Orientador: Prof. Dr. Fabio Luis Tomm

Coorientador: Prof. Dr. Jocemar Biasi

Parizzi

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) - Universidade Federal do Pampa, Engenharia de Energia, 2022.

1. Sistemas de controle. 2. Energia renovável. 3. Conversor matricial. 4. Conversores eletrônicos de potência. 5. Controle digital. I. Título.



SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL
MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
Universidade Federal do Pampa

CAIQUE NUNES MARIA SANTANA

CONVERSOR MATRICIAL PARA INTERLIGAÇÃO DE GERADORES EÓLICOS RESIDENCIAIS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Engenharia de Energia da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para o Título de Bacharel em Engenharia de Energia.

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em 16 de agosto de 2022.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Fabio Luis Tomm
Orientador
UNIPAMPA

Prof. Dr. Carlos Sonier Cardoso Nascimento
UNIPAMPA

Profa. Dr. Jocemar Biasi Parizzi
UNIPAMPA



Assinado eletronicamente por **FABIO LUIS TOMM, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 26/08/2022, às 16:33, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **CARLOS SONIER CARDOSO DO NASCIMENTO, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 26/08/2022, às 16:55, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **JOCEMAR BIASI PARIZZI, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 26/08/2022, às 17:38, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **0889352** e o código CRC **4C4291B0**.

Dedico este trabalho a minha mãe, Nina,
ao meu irmão, André; e, in memoriam, ao
meu tio Albino e aos meus avós Manuel e
Augusta.

AGRADECIMENTO

Primeiramente, agradeço ao Patrão Celestial pelo presente da vida, pela força para lutar dia após dia e por me permitir cevar um novo mate dia após dia. À minha amada mãe, Nina, por ser um exemplo de mulher, de mãe e de guerreira, pois com ela aprendi a ser forte e não ter medo de batalhar. Ao meu irmão, André, ao meu padrasto, Flávio, aos meus primos Thiago e Alex, por também serem grandes exemplo de seres humanos, batalhadores e me mostrarem que as preocupações do dia podem ser encaradas com um pouco mais de leveza! (*In memoriam*), agradeço aos meus avós, Manuel e Augusta, e ao meu tio, Albino, por sempre terem me incentivado e mostrado o quão importante é ser forte e disposto.

Ao meu amigo, orientador e Professor, Fabio Luis Tomm por ter abraçado a causa deste trabalho, por me ensinar, incentivar, guiar, mostrar os caminhos que sigo no estudo dos Sistemas de Controle. Também agradeço ao amigo Tomm por ter me trazido para dentro dos CTG's e me mostrado os caminhos do tradicionalismo do Rio Grande do Sul, terra que eu amo e tenho orgulho em chamar de casa. Ao meu amigo, coorientador, Professor e a razão por hoje eu trabalhar com energia solar fotovoltaica, Jocemar Biasi Parizzi, por todo o incentivo, ensinamentos, correções e pela confiança a mim creditada para a realização deste trabalho. Ao meu amigo e Professor, Carlos Sonier Cardoso do Nascimento pela confiança creditada neste trabalho e em todos os trabalhos que pude realizar na graduação. E claro, por todos os churrascos! Ao meu amigo e Professor, Enoque Dutra Garcia, pela confiança e incentivo neste trabalho e em todos os estudos, nos trabalhos do GrEEn.

Aos meus amigos e técnicos dos laboratórios de Engenharia de Energia, Enilton Goulart, Carlos Ênio e Rodrigo Costa, por todo o apoio e todo o suporte que me foi dado durante o período da realização deste trabalho, e claro, durante toda a graduação. Ao GrEEn, por me incentivar a divulgar o conhecimento adquirido durante a graduação e arar o solo para as próximas gerações que adentrarão no curso de Engenharia de Energia.

Agradeço IMENSAMENTE aos meus amigos, irmãos, parceiros para toda hora e sócios da Taura Energia, Rodrigo Buroni e Rodrigo Polino, por todo o apoio na doma deste conversor matricial, por me ensinarem a ser uma pessoa melhor no trabalho e na vida. Agradeço aos meus amigos que o Rio Grande do Sul me apresentou, os quais levarei comigo pelo resto de minha existência na face da terra, Erick Whindson, Gabriel Velasco, Thiago Prestes, Tales Capra, Jefferson Pereira, Dominnic Gomes e Nicholas Rennan.

E por fim, agradeço à família que Bagé me deu aqui na “Casa da Tia Malu”. Agradeço ao Sr. Volnei e à Dona Malu por todas as risadas, todas as mateadas, toda a ajuda que recebi, certamente serei eternamente grato. À Fernanda e à Carol e ao Vinícius, os quais não são somente meus amigos, mas são meus irmãos que o Rio Grande Velho me abençoou. Sem vocês todos citados aqui, dentre tantos outros também, este trabalho jamais teria acontecido.

“Se me perguntam – respondo, Venho da Terra Jesuíta, sou daqueles que acredita que o mundo velho é redondo sou gaúcho e não me escondo, do meu orgulho de sê-lo [...]”.

— Jayme Caetano Braun

RESUMO

O emprego de conversores eletrônicos e controle digital nos sistemas de geração de energia contribuem ativamente para o incremento da eficiência do processamento da energia gerada, o que possibilita a entrega de níveis de tensão e frequência adequados às normas e exigências para as cargas. Muitos processos industriais que são alimentados por corrente alternada necessitam de níveis específicos de tensão e fase para seu acionamento e controle, isso impõe critérios de qualidade de energia, que podem ser providos por conversores estáticos. A geração de energia elétrica a partir de geradores eólicos de pequeno porte com gerador síncrono, por ter níveis de tensão e frequência dependentes da velocidade dos ventos tem a necessidade da conversão desses níveis para frequência fixa e tensão compatível com a da carga ou rede, a qual o gerador está conectado. A energia eólica é uma das fontes de energia de crescimento mais rápido no mundo em virtude do incremento das tecnologias que propiciam o processamento da energia elétrica gerada nos terminais de seu gerador elétrico. Tal processamento comumente feito por conversores *back-to-back* pode ser realizado por um conversor matricial (conversor CA/CA direto) modulado por largura de pulso. Devido ao fato do conversor matricial entregar tensão e frequência em somente um estágio, não são necessários capacitores de barramento CC e podem empregar chaves menos robustas, comparado ao conversor *back-to-back*. Somente serão necessários capacitores nos filtros de entrada e saída, também presentes no conversor *back-to-back*. A ausência do barramento CC entre a conversão CA/CA aumenta consideravelmente a expectativa de vida do sistema e diminui a manutenção. Sendo assim, este trabalho visa estudar a interligação do gerador síncrono de aerogeradores residenciais por conversor matricial realimentado, realizando o seu modelamento matemático para a adequação do controle. A metodologia para esta finalidade contempla a escrita do algoritmo que rege o funcionamento do conversor, inicialmente na plataforma de simulação Psim e posteriormente em plataforma digital com microcontrolador ESP-32. A programação do algoritmo foi realizada na plataforma de desenvolvimento (IDE) Arduino. Um protótipo do conversor matricial proposto foi desenvolvido e montado em placa de circuito impresso e interligada à placa do microcontrolador, o que possibilitou a realização dos ensaios de desempenho para que seu comportamento, durante a entrega de tensão e frequência para carga monofásica, fosse observado. Tais ensaios do protótipo reforçam a aplicabilidade do algoritmo empregado para a modulação da tensão, sendo clara a tendência da resposta do conversor

comparada com o previsto na literatura. Porém, durante os testes com diferentes cargas na saída e frequências de entrada, observou-se que a saída apresentou conteúdo harmônico considerável e limitações de tensão de saída. A malha de controle implementada não atuou de forma adequada para a garantia da tensão senoidal de baixa distorção harmônica para a carga, culminando na baixa eficiência de operação do conversor. Por fim, conclui-se que o algoritmo necessita de melhoramento, porém é plenamente possível a aplicação de conversores matriciais em aerogeradores de pequeno porte.

Palavras-chave: Sistemas de controle. Energia renovável. Conversor matricial. Conversores eletrônicos de potência. Controle digital.

ABSTRACT

The use of electronic converters and digital control in energy generation systems actively contribute to increasing the efficiency of the generated energy processing, which enables the delivery of levels of excitement and frequency suited to the norms and requirements for its loads. Many industrial processes that are powered by alternating current need specific voltage and phase levels for their activation and control, which imposes power quality criteria and can be provided by static converters. The generation of electricity from small wind turbines with synchronous generators, as they have voltage and frequency levels dependent on the speed of the wind, requires the conversion of these levels to fixed frequency and voltage compatible with the load or network, which the generator is connected. Wind energy is one of the fastest growing energy sources in the world, due to the increase in technologies that provide the processing of electrical energy generated at the terminals of its electric generator. Such processing, commonly done by *back-to-back* converters, can be performed by a pulse-width modulated matrix converter (direct AC/AC converter). Due to the fact that the matrix converter delivers voltage and frequency in only one stage, DC bus capacitors are not needed and may employ less robust switches compared to the *back-to-back* converter. Capacitors only will be needed in the input and output filters, also present in the *back-to-back* converter. The absence of the DC bus between the AC/AC conversion considerably increases the life expectancy of the system and reduces maintenance. Therefore, this work aims to study the interconnection of the synchronous generator of residential wind turbines by a feedback matrix converter, performing its mathematical modeling for the adequacy of the control. The methodology for this purpose includes writing the algorithm that governs the operation of the converter, initially on the Psim simulation platform and later on a digital platform with ESP-32 microcontroller. The algorithm was programmed using the Arduino development platform (IDE). A prototype of the proposed matrix converter was developed on a printed circuit board and interconnected to the microcontroller board, which made it possible to perform performance tests so that its behavior, during voltage and frequency delivery for single-phase load, could be observed. Such prototype tests reinforce the applicability of the algorithm used for voltage modulation, with a clear trend of the converter response compared to that predicted in the literature. However, during tests with different output loads and input frequencies, it was observed that the output presented considerable harmonic content and output voltage limitations. The implemented control

loop could not act properly to guarantee the sinusoidal voltage of low harmonic distortion for the load, culminating in the low efficiency of the converter operation. Finally, it is concluded that the algorithm needs improvement, but the application of matrix converters in small wind turbines is fully possible.

Keywords: Control system. Renewable energy. Matrix converter. Power electronics converters. Digital Control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Matriz Elétrica Brasileira.....	18
Figura 2	Matriz de Amarração do Presente Trabalho	20
Figura 3	Modelo Base do Sistema Eólico para o Estudo	22
Figura 4	Gerador Síncrono Aplicado em Sistema Eólico	22
Figura 5	Respostas de Sistemas de Controle de Segunda Ordem.....	24
Figura 6	Sistema de Segunda Ordem Subamortecido.....	24
Figura 7	Planta Controlada por PID.....	25
Figura 8	Diagrama de Blocos para a Atuação do Controlador PID.....	26
Figura 9	Diagrama de Blocos para a Atuação do Controle Digital	27
Figura 10	Curva da Lei de Arrhenius.....	30
Figura 11	Conversor Matricial Proposto	31
Figura 12	Conversor de Quatro Quadrantes.....	32
Figura 13	Estrutura do MOSFET	33
Figura 14	Driver a Transformador de Pulso	34
Figura 15	Característica de Chaveamento do MOSFET à Carga Indutiva	36
Figura 16	Curvas Típicas de Comutação do MOSFET	36
Figura 17	Capacitâncias Parasitas do MOSFET	37
Figura 18	Fundamentos da Modulação por Largura de Pulso Senoidal	38
Figura 19	Filtro LC	40
Figura 20	Esquemático para Simulação do Conversor Matricial Realimentado	43
Figura 21	Resultado da busca pelo maior mais próximo para Comutação dos Interruptores Bidirecionais.....	44
Figura 22	Mapa de Karnaugh Implementado	44
Figura 23	Fluxograma para a Estratégia de Adequação de Tensão e Frequência.....	45
Figura 24	Diagrama de Blocos do Processamento da Energia	46
Figura 25	Protótipo do Conversor Matricial Proposto para a adequação de tensão e frequência em Sistemas Eólicos.....	46
Figura 26	Circuito de Adequação de Sinais Analógicos para o Microcontrolador.....	47
Figura 27	Módulo L293D Motor Shield	47
Figura 28	Transformador de Pulso.....	48
Figura 29	Interruptor Bidirecional	49
Figura 30	Indutor de Filtro Utilizado.....	50
Figura 31	Módulo ESP-32® Empregado para o Controle	51
Figura 32	Comparação entre Microcontroladores	51
Figura 33	Tabela de Valores do Semiciclo Positivo de Seno	52
Figura 34	Periférico Motor Control PWM.....	61
Figura 35	Ligação do Conversor Matricial para o Ensaio ao Degrau	64
Figura 36	Conjunto Motor-Gerador Utilizado	65
Figura 37	Máquina de Corrente Contínua Empregada	65
Figura 38	Máquina Síncrona Empregada.....	66
Figura 39	Variac Trifásico Utilizado.....	66
Figura 40	Tensão de Saída Sintetizada em Simulação.....	67
Figura 41	Pulsos resultantes do Microcontrolador	68
Figura 42	Resposta ao Degrau Obtida	69
Figura 43	Resposta ao Degrau do Conversor Matricial	70
Figura 44	Resposta em Frequência do Conversor Matricial	70
Figura 45	Diagrama de Blocos do Sistema Proposto.....	71
Figura 46	Resposta em Frequência do Conversor Matricial no Domínio Discreto	71

Figura 47	Atuação das Fases do Conversor para a Sintetização da Tensão de Saída	72
Figura 48	Tensão de Saída à Razão Cíclica Fixa de 8%	73
Figura 49	Tensão de Saída à Razão Cíclica Fixa de 88%	73
Figura 50	Tensão de Saída à Razão Cíclica Fixa de 50%	74
Figura 51	Tensão de Saída Frente às Tensões de Entrada à 45Hz	76
Figura 52	Tensão de Saída Frente às Tensões de Entrada à 60Hz	76
Figura 53	Tensão de Saída Frente às Tensões de Entrada à 75Hz	77
Figura 54	Transformada Rápida de Fourier da Saída do Conversor	77
Figura 55	Conteúdo Harmônico das Fases do Entrada sem o Conversor	78

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Tabela de Componentes do Driver.....	48
Tabela 2	Tabela da Composição do Interruptor Bidirecional.....	50
Tabela 3	Parâmetros do Filtro	50
Tabela 4	Parâmetros Obtidos na Resposta ao Degrau.....	68
Tabela 5	Ensaio de Variação da Velocidade do Vento 120Ω.....	74
Tabela 6	Ensaio de Variação da Velocidade do Vento à Carga de 54Ω	75
Tabela 7	Ensaio de Variação da Velocidade do Vento à Carga de 26Ω.....	75

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ABSOLAR	Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica
MPPT	Maximum Power Point Tracking
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
PWM	Pulse Width Modulation
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
PID	Proporcional, Integrador e Derivativo
IDE	Integrated Development Environment
ABEEólica	Associação Brasileira de Energia Eólica
MCPWM	Motor Control PWM
A/D	Conversor Analógico Digital
D/A	Conversor Digital/Analógico
FET	Field-Effect Transistor
MOSFET	Metal Oxide Field-Effect Transistor
CAD	Computer Aided Design
GPIO	General Purpose Input/Output
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	17
1.1 Objetivos	19
1.2 Justificativas	19
1.3 Organização do trabalho	20
2 REFERENCIAL TEÓRICO	21
2.1 A Aplicabilidade de Máquinas Síncronas nos Aerogeradores	21
2.2 Sistemas de Controle no Processamento da Energia Eólica	23
2.3 Os Conversores Matriciais	29
2.3.1 MOSFET's e Driver por Transformadores de Pulso	33
2.4 Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM)	38
2.5 Filtros LC para a Correção de Harmônicos	39
3 METODOLOGIA	42
3.1 Procedimentos Teóricos e de Simulação	42
3.2 Procedimentos Práticos	45
3.2.1 Composição do Hardware do Conversor Matricial	46
3.2.2 Implementação da Metodologia para o Processamento da Energia	51
3.3 Ensaio Realizados	63
3.3.1 Ensaio ao Degrau	63
3.3.2 Ensaio para Obtenção da Tensão Senoidal de Saída	64
4 APRESENTAÇÃO DA PESQUISA E ANÁLISE DOS RESULTADOS	67
4.1 Resultados de Simulação	67
4.2 Resultados Experimentais	67
4.2.1 Ensaio ao Degrau	68
4.2.2 Ensaio de Variação de Velocidade do Vento	71
5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	79
REFERÊNCIAS	82
APÊNDICE A – CÓDIGO EM C IMPLEMENTADO NO PSIM	84
APÊNDICE B – CÓDIGO EM C IMPLEMENTADO NO MICROCONTROLADOR	88

1 INTRODUÇÃO

Conversores eletrônicos utilizados em sistemas de geração de energia elétrica têm empregado novas tecnologias em dispositivos para o aproveitamento energético, apresentando resultados satisfatórios em eficiência e custo-benefício de implementação.

A miniaturização e popularização dos microcontroladores em conjunto com o incremento da velocidade e precisão no processamento de sinais analógicos e digitais em malhas fechadas de controle do sistema o tornaram indispensáveis em qualquer aplicação de alta ou média complexidade.

Sistemas de energia que possuem rastreamento de máxima potência, gerenciamento de energia, adequação de tensão e frequência e monitoramento integrados ao seu sistema de controle, tendem a ser mais eficientes para as condições de geração impostas, respeitando também os parâmetros de qualidade na injeção no Sistema Elétrico de Potência.

A energia eólica é uma das fontes de energia que no mundo apresenta um rápido crescimento, consolidando-se como uma fonte importante de geração, com capacidade global de 837GW e de acordo com (ZOBAA; BANSAL, 2011), isso se deve às grandes melhorias na tecnologia de conversão, levando a custos mais baixos.

De acordo com a Associação Brasileira de Energia Eólica (ABEEólica), é um fato indiscutível que a fonte eólica tem demonstrado um crescimento extraordinário no Brasil na última década, sendo hoje já uma fonte de energia consolidada.

A energia eólica deixou de ser uma fonte “alternativa” para ter um papel fundamental na matriz elétrica brasileira, ocupando o segundo lugar na matriz elétrica, com cerca de 11% de participação, fazendo o Brasil ocupar o 6º lugar no Ranking de Capacidade Total Instalada de Energia Eólica Onshore, contando com quase 22 GW de capacidade instalada, como pode ser observado na Figura 1, que mostra a matriz elétrica brasileira.

No entanto, sua integração ao Sistema Interligado Nacional (SIN) ou em paralelo com a rede da concessionária, em geradores residenciais, tem uma série de desafios técnicos relativos à segurança do abastecimento, confiabilidade, disponibilidade e qualidade de energia (ZOBAA; BANSAL, 2011). Dessa forma, torna-se imprescindível a utilização da eletrônica embarcada para adequação da energia elétrica gerada.

O crescimento da geração distribuída é uma realidade mundial e, mediante condições climáticas, ambientais e econômicas, se torna interessante o incentivo aos

Figura 1 – Matriz Elétrica Brasileira



Fonte: ABSOLAR, 2022.

consumidores na produção de sua própria energia, injetando o excedente na rede elétrica.

Todavia, os sistemas fotovoltaicos dominam o mercado da geração distribuída no Brasil, isso se deve a aspectos técnicos e monetários comparativos entre os dois sistemas, visto que o sistema eólico é composto por uma máquina elétrica rotativa e um equipamento que propicia a adequação de tensão e frequência de forma indireta, isto é, empregando técnicas de controle CA/CC/CA.

Desta forma o aproveitamento eólico em sistemas de microgeração é subutilizado, principalmente pelo valor do investimento inicial, visto que comparado com sistemas fotovoltaicos, seu custo por quilowatt-pico instalado (R\$/kWp) é muito maior.

O que pode ser entendido como um problema de tecnologia disponível no mercado para o aproveitamento eólico disponível; sendo assim, a miniaturização e o incremento da eficiência dos dispositivos para conversão estática de energia dos sistemas eólicos para microgeração, como os interruptores, junto com a redução dos custos da eletrônica embarcada, tornam sistemas onde só existiria viabilidade econômica em plantas de grande porte para aplicações residenciais, como ocorre em conversores matriciais, que são conversores CA/CA que entregam a tensão modulada e frequência fixa para a carga em apenas um estágio.

1.1 Objetivos

Este trabalho tem como objetivo realizar os estudos iniciais do conversor proposto, de forma que sua dinâmica possa ser modelada matematicamente para a atuação adequada da malha de controle e conseqüentemente, modulando a tensão de saída a níveis desejados.

É esperado realizar a análise do desempenho do protótipo em diferentes frequências e cargas, extraíndo os dados sobre a eficiência obtida e ação do controlador PID durante a adequação de tensão e frequência.

1.2 Justificativas

O uso dos geradores síncronos tem apresentado crescimento nos aerogeradores desde o final do século XX, esta máquina gera tensão e corrente com frequências variáveis de acordo com a variação da velocidade do vento.

O controle da tensão de alimentação das cargas advindas do gerador se dá mediante ao seguinte processo: a tensão de saída do gerador é retificada e entra em sincronismo com a rede mediante a etapa inversora, tornando possível o aproveitamento dessa energia. Porém, essa estrutura possui um barramento de corrente contínua com capacitor entre suas duas etapas, o qual contribui para a redução da expectativa de vida do conversor (TOMM et al., 2012).

Devido a esse fator, o capacitor de barramento deve ser regularmente substituído para que não haja danificações ao sistema, implicando em custos de manutenção para o aerogerador. Grande parte dos sistemas aplicados nos parques eólicos são modulares, isto significa que quando este capacitor apresentar defeito, haverá a necessidade de substituição do conversor estático por completo, tendo, assim, a necessidade de parada de operação da máquina.

O conversor matricial, como conversor CA/CA direto modulado por largura de pulso, possui potencial para substituir a estrutura do *back-to-back* na etapa da adequação de tensão e frequência extraídos por aerogeradores residenciais. Em sistemas eólicos cujo conversor estático é um conversor matricial, não é necessário barramento de corrente contínua, eliminando a necessidade de capacitores de barramento, em virtude disto, chaves menos robustas podem ser empregadas.

A ausência de barramento CC entre a conversão CA/CA aumenta

consideravelmente o tempo de vida do sistema e diminui manutenções. Graças a este fator, apresenta-se neste trabalho uma alternativa de melhor custo-benefício, visto que é suprimida uma etapa para a conversão CA/CA.

1.3 Organização do trabalho

O trabalho pode ser sintetizado mediante a matriz de amarração apresentada na Figura 2, a qual mostra a a problemática geral do sistema, os objetivos deste trabalho e a metodologia empregada.

Figura 2 – Matriz de Amarração do Presente Trabalho

Problema de pesquisa (1)	Questões motivadoras (2)	Objetivo Geral (3)	Objetivos Específicos (4)	Metodologia (5)	Título (6)
O conversores utilizados na etapa de controle do despacho da potência gerada em aerogeradores residenciais possuem perdas significativas por possuírem barramento CC entre suas etapas.	A possível viabilização de tecnologia utilizada para a modulação da potência de grandes aerogeradores em uma aplicação residencial, provendo, de acordo com a literatura, diminuição das perdas durante o processamento da energia elétrica gerada em contraste com a tecnologia atualmente empregada.	Desenvolvimento do protótipo de conversor matricial de entrada trifásica e saída monofásica para fins residenciais na conversão de energia elétrica a partir de aerogeradores.	Controle da potência e frequência de saída do conversor matricial mediante às variações de vento pelo o emprego de conversores matriciais modulados por largura de pulso. Estudo para a viabilização de conversores matriciais que modulam a tensão oriunda de gerador trifásico para carga monofásica, visando a substituição da topologia retificador-inversor atualmente utilizada.	Revisão bibliográfica para delimitação do problema relacionado aos geradores eólicos de pequeno porte. Definição da topologia do conversor matricial e dimensionamento do protótipo. Implementação, em microcontrolador, da malha de controle para o processamento da energia elétrica gerada em de sistemas eólicos de residenciais. Ensaio do protótipo para a obtenção da resposta do sistema e de sobrefrequência e subfrequência.	Conversor Matricial para Interligação de Geradores Eólicos Residenciais

Fonte: Ilustração do autor, 2022.

Para que os resultados obtidos sejam validados, serão apresentados no Capítulo 2 as bases do controle de sistemas para o processamento da energia elétrica gerada, onde será mostrada a modelagem matemática para sistemas dinâmicos para a parametrização de controladores.

O Capítulo 3 apresenta ao leitor as metodologias empregadas para a montagem e testes do conversor matricial proposto. Dentro deste capítulo são descritos os procedimentos teóricos de simulação e os práticos.

O Capítulo 4 traz ao leitor os resultados obtidos dos testes e suas respectivas interpretações.

E por fim, o Capítulo 5 realiza a as conclusões do presente trabalho.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

O presente capítulo divide-se em cinco tópicos para melhor descrição do sistema pretendido neste trabalho. Na primeira seção o leitor é inserido na principal aplicação do sistema proposto, que é condicionar a tensão e frequência geradas por máquinas síncronas de aerogeradores para o aproveitamento da energia elétrica de forma adequada.

A segunda seção trata-se dos sistemas de controle na geração de energia elétrica, tomando como foco a energia eólica; nesta seção serão apresentados ao leitor as bases do controle de sistemas para a modelagem de sistemas de processamento de energia elétrica.

A terceira seção mostra o o protagonista deste presente trabalho: os conversores matriciais e seu princípio de funcionamento.

A quarta seção tratar-se-há da técnica de adequação de tensão e frequência aplicada no conversor proposto, mostrando seus princípios e limites nos quais o controle empregado deverá atuar.

E por fim, na quinta seção, será apresentado ao leitor o filtro LC do conversor matricial e seu respectivo modelamento matemático.

2.1 A Aplicabilidade de Máquinas Síncronas nos Aerogeradores

O cerne da conversão de energia em sistemas eólicos é o gerador elétrico. Grande parte dos geradores empregados são síncronos para obtenção de maior eficiência nos processos para conversão eletromecânica de energia devido ao número de fases.

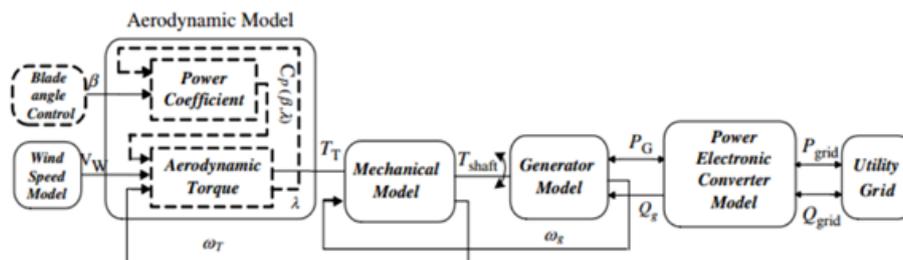
O gerador síncrono é uma máquina elétrica rotativa de corrente alternada que gera em seus terminais tensão e frequência variável de acordo com sua velocidade. O campo magnético do rotor é produzido aplicando uma corrente CC ao seu enrolamento de campo ou, em uma topologia diferente utilizando rotor de ímãs permanentes, neste caso pode se ter maior relação de eficiência eletromecânica.

Em sistemas residenciais, além do número de fases da máquina ser importante, a ausência de escovas (no caso de geradores síncronos de ímãs permanentes) aumenta a eficiência global do sistema pois é mais conveniente realizar o processo de retificação eletronicamente do que mecanicamente, justificando a utilização de máquinas síncronas ao invés de máquinas de corrente contínua, em aplicações de baixa potência.

Como ilustrado no diagrama de blocos da Figura 3, a conversão de energia em sistemas eólicos segue da seguinte maneira: a energia cinética dos ventos é captada pelas

pás do rotor, essa interação entre a massa de ar e as pás produzirá conjugado no eixo, que é transmitido à caixa de engrenagens (multiplicadores de velocidade). Acoplado à caixa de multiplicação está o rotor do gerador síncrono, com maior velocidade e assim, induzindo tensão em seus terminais, a qual será adequada à carga/rede, o que pode ser realizado por um conversor estático de energia ou um conjunto de conversores.

Figura 3 – Modelo Base do Sistema Eólico para o Estudo



Fonte: (BARAKATI, 2011)

Como dito anteriormente, o gerador elétrico é o cerne da conversão de energia em um sistema eólico. O gerador síncrono é um equipamento que funciona com velocidade de rotação constante e sincronizada com a frequência linearmente dependente desta rotação. Neste ponto, o uso de um rastreador de máxima potência (*MPPT*) contribui para a maximização do aproveitamento energético dos ventos.

Figura 4 – Gerador Síncrono Aplicado em Sistema Eólico



Fonte: Ilustração do autor, 2022

O controle eletrônico na conversão com rastreamento do ponto de máxima potência pode trazer os seguintes benefícios:

- Rastreamento de potência máxima para aproveitar a maior energia possível do vento (*MPPT*);
- Menor estresse mecânico;
- Potência elétrica gerada com menor flutuação;
- Redução de ruído acústico em velocidades de vento mais baixas.

2.2 Sistemas de Controle no Processamento da Energia Eólica

A automação é essencial em qualquer campo da engenharia e da ciência. O controle automático é um componente importante e intrínseco em sistemas de veículos espaciais, sistemas robóticos, modernos sistemas de manufatura e quaisquer operações industriais que envolvam o controle de temperatura, pressão, umidade, viscosidade, vazão por exemplo (OGATA, 2010).

O processamento da energia elétrica mediante ao emprego do controle é essencial, não somente para a indústria, mas para o cotidiano das pessoas, cita-se a internet das coisas. Somente a energia elétrica bruta gerada mediante alguma fonte primária não pode ser aproveitada de forma eficiente e segura, assim, o controle de sistemas de conversão possui papel fundamental para garantir a qualidade da energia elétrica: o processamento dessa energia visa garantir os níveis de tensão, frequência e segurança para o abastecimento de todos os setores da sociedade, inclusive os citados por (OGATA, 2010) acima, pois se não houvesse o controle sobre a energia, nenhuma das demais vertentes da indústria existiria.

O modelamento matemático de sistemas dinâmicos viabiliza a parametrização do controle em processos automáticos para obtenção de resultados esperados ao final de um processo. Esse modelamento é realizado a partir de equações diferenciais e analisados de forma prática mediante às ferramentas computacionais. Segundo (NISE, 2020), muitos dos sistemas de controle podem ser aproximados por equações de segunda ordem, isto é, sistemas que possuem dois polos (soluções) que satisfazem as equações dos denominadores de suas funções de transferência. A Equação 1 mostra a função de transferência de um sistema de segunda ordem.

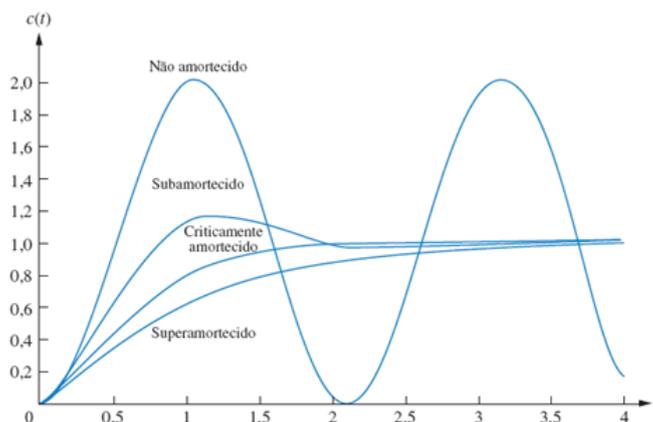
$$G(s) = \frac{b}{s^2 + as + b} \quad (1)$$

Duas grandezas são essenciais para sistemas de segunda ordem: a frequência natural (ω_n) e o fator de amortecimento (ζ), que respectivamente representam a oscilação natural do circuito sem nada que o impeça, e a razão constante entre a frequência de decaimento exponencial da envoltória e a frequência natural, que de acordo com (NISE, 2020), é definida por

$$\zeta = \frac{1}{2\pi} \frac{\text{Perodo natural(segundo)}}{\text{Constante de tempoexponencial}} \quad (2)$$

O amortecimento da função de transferência ditará a resposta do sistema de controle de segunda ordem, as quais podem ser não amortecida, subamortecida, criticamente amortecida e superamortecida, como ilustrado na Figura 5.

Figura 5 – Respostas de Sistemas de Controle de Segunda Ordem

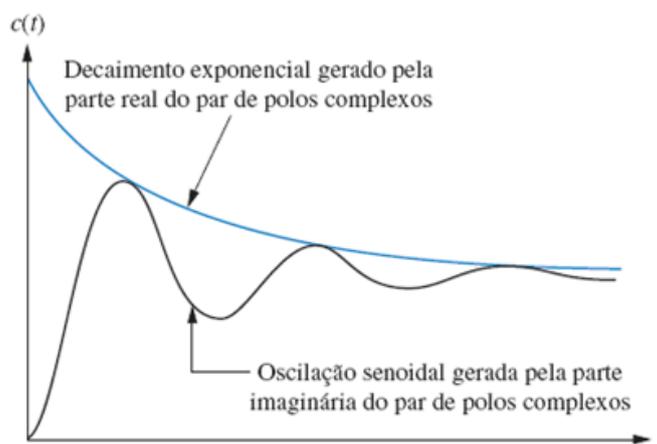


Fonte: (NISE, 2020)

Respostas não amortecidas possuem polos complexos conjugados com parte real nula, onde, segundo (NISE, 2020), sua ausência no par de polos corresponde a uma exponencial que não apresenta decaimento.

(NISE, 2020) teoriza que sistemas subamortecidos possuem resposta transitória que consiste em uma amplitude exponencialmente decrescente gerada pela parte real do polo do sistema, multiplicada por uma forma de onda senoidal gerada pela parte imaginária do polo do sistema. A constante de tempo do decaimento exponencial é igual ao inverso da parte real do polo do sistema, como mostrado na Figura 6.

Figura 6 – Sistema de Segunda Ordem Subamortecido



Fonte: (NISE, 2020)

Diferentemente das respostas subamortecidas, as respostas criticamente amortecidas são as mais rápidas possíveis sem ultrapassagem, que é uma característica da resposta subamortecida (NISE, 2020).

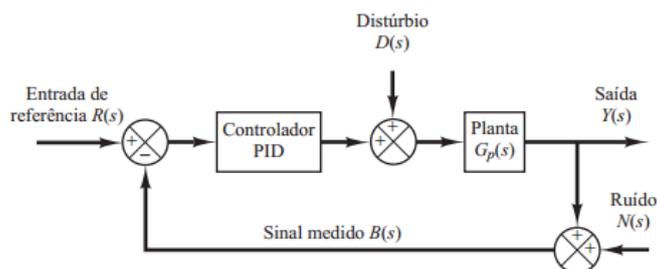
E as respostas superamortecidas são caracterizadas pelo polo da entrada na origem gerar a resposta forçada constante; cada um dos dois polos do sistema no eixo real gera uma resposta natural exponencial, cuja frequência exponencial é igual à posição do polo (NISE, 2020).

A modelagem de sistemas de controle torna-se essencial para o entendimento de processos que necessitam de controlabilidade. Assim, são modeladas as respostas de processos e implementados os controladores para que sejam obtidas as respostas desejadas com o desempenho adequado, em malha aberta e em malha fechada.

Os sistemas de controle em malha fechada são realimentados, isto é, o sinal obtido na saída de um processo será subtraído da referência, e com isto é gerado um sinal de erro que será compensado pelo controlador atribuído, o qual pode ser do tipo PID.

A utilidade dos controles PID está na sua aplicabilidade geral na maioria dos sistemas de controle. Em particular, quando o modelo matemático da planta não é conhecido e, portanto, métodos de projeto analítico não podem ser utilizados, controles PID se mostram os mais úteis (OGATA, 2010).

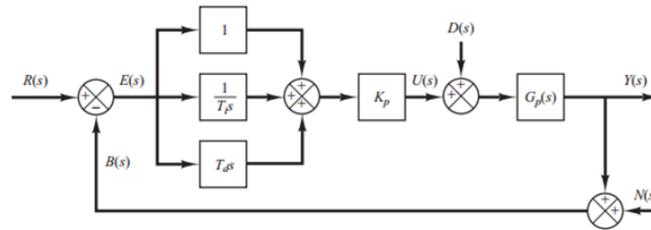
Figura 7 – Planta Controlada por PID



Fonte: (OGATA, 2010)

A Figura 7 mostra um sistema de controle cujo controlador é do tipo PID, que é composto pelas ações proporcional (P), integral (I) e derivativo (D). A ação proporcional provê resposta ao degrau mais rápida. A ação integral atenua o erro de estado estacionário a fim de chegar à estabilidade. E por fim, a ação derivativa reduz o valor de *overshoot*. A relação entre estes parâmetros permite que o controlador atue sobre a planta ajustando a saída do sistema de controle para os níveis desejados. O diagrama de blocos do compensador PID no domínio da frequência é mostrado na Figura 8.

Figura 8 – Diagrama de Blocos para a Atuação do Controlador PID



Fonte: (OGATA, 2010)

A equação que descreve o controle sobre a planta do diagrama de blocos da Figura 8 é dada por

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i} s + T_d s \right) \quad (3)$$

Onde $U(s)$ é o sinal controlado, $E(s)$ é o erro, K_p é o ganho proporcional, T_i é o tempo integrativo e T_d é o tempo derivativo, $B(s)$ é a realimentação, $N(s)$ é um sinal de ruído na durante a medição, $D(s)$ é a perturbação ao sistema, $G_p(s)$ é a planta do sistema, $R(s)$ é a referência e $Y(s)$ é a saída do sistema de controle.

Como comentado anteriormente, a integração do controle nos sistemas de energia tende a promover incremento na eficiência da conversão de energia para as condições de geração impostas, visto que as malhas de controle implementadas contribuem para o melhor aproveitamento do recurso energético, e a implementação dessas malhas é realizado mediante o uso de microprocessadores. De acordo com (NISE, 2020), os sistemas de controle digitais exibem maior grau de imunidade ao ruído em virtude dos métodos de implementação.

A Figura 9 apresenta a malha de controle de um sistema digital; sua maior diferença para um sistema de controle analógico é o emprego de conversores digital-analógicos-digitais, os quais são responsáveis por adequar o sinal para interpretação pelo microcontrolador.

A conversão digital-analógica é realizada instantaneamente por tensões somadas para resultar na saída analógica. Mas o conversor analógico-digital converte o sinal amostrado em uma sequência de bits a uma taxa de amostragem de pelo menos o dobro da faixa de passagem do sinal para que não haja distorção.

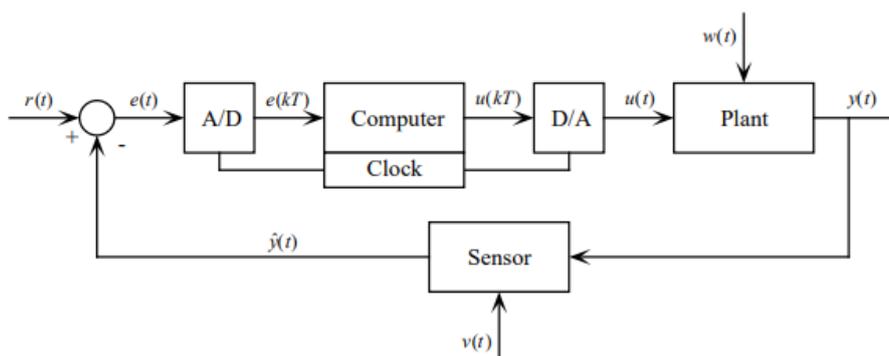
A primeira etapa para a execução do controle digital é a conversão analógico-digital, que consiste em quantizar o sinal em degraus de intervalos periódicos durante o intervalo de amostragem (NISE, 2020). O dispositivo responsável por esta etapa

é chamado amostrador e segurador de ordem zero. As amostras são mantidas antes de serem digitalizadas porque o conversor analógico-digital converte a tensão em um número digital através de um contador digital, que leva algum tempo para chegar ao número digital correto (NISE, 2020).

De acordo com (NISE, 2020) após o período de amostragem e manutenção, o conversor analógico-digital converte essa amostra em um número digital, que é obtido a partir da divisão do sinal analógico em níveis discretos mediante à relação $M/2^n$, onde M é a máxima tensão analógica e n é o número de bits.

Mediante a essas premissas básicas, a rotina de código do microcontrolador do sistema de energia empregado pode ser iniciada e as variáveis que dizem respeito ao seu controle podem ser implementadas para que a energia elétrica seja processada, e isto se apresenta modelando os controladores PID digitais para a compensação do erro medido ..

Figura 9 – Diagrama de Blocos para a Atuação do Controle Digital



Fonte: (STARR, 2006)

A Figura 9 mostra que o erro a ser compensado chega ao processador pela ação da conversão A/D, onde este valor numérico é tratado.

O controlador PID consiste na soma de três ações, e conseqüentemente, três ganhos que compõem suas respectivas expressividades na compensação da planta. Digitalmente, o termo proporcional é escrito como

$$K_p \times e(t) = K_p \times e[n] \quad (4)$$

Onde o termo n indica o instante da amostragem do sinal do erro, dado pelo contador de ciclos do microcontrolador.

Ao tratar o termo derivativo, é conveniente dizer que é necessário que o tempo de amostragem deve ser suficientemente pequeno para que haja maior precisão durante a

discretização do sinal amostrado. Por definição, a derivada de uma função é dada por

$$f'(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{f(t) - f(t - \Delta t)}{\Delta t}, \quad (5)$$

onde,

$$\Delta t = t_{amostragem\ A/D} = \frac{1}{\text{frequencia de amostragem A/D}}, \quad (6)$$

Cada resultado da conversão A/D é espaçado de uma amostra em relação à anterior. Então, mediante à definição do cálculo diferencial aproxima-se a equação por

$$f'[n] \approx f[n] - f[n - 1]. \quad (7)$$

Acrescentando o ganho derivativo K_d , o termo derivativo da compensação PID digital é dada por

$$K_d \times f'[n] \approx K_d \times (f[n] - f[n - 1]). \quad (8)$$

O mesmo procedimento se adota para o termo integrativo da compensação. Sendo o inverso da derivada, para o integrativo haverá a soma dos valores amostrados no conversor A/D a cada ciclo. Pelo teorema fundamental do cálculo, escreve-se

$$\int_t^{t+\Delta t} f(t) dt = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_{n=t}^{t+\Delta t} f(n) \times \Delta t = \Delta t \times [f(t) + f(t + \Delta t)]. \quad (9)$$

Para um tempo de amostragem do conversor A/D suficientemente pequeno, a equação escrita no domínio discreto torna-se

$$\int_n^{n+\Delta n} f(n) dn = [f(n) + f(n + \Delta n)]. \quad (10)$$

E acrescentando o ganho integrativo K_i , resulta que o termo integrativo da compensação PID digital é dada por

$$K_i \times \int_n^{n+\Delta n} f(n) dn = K_i \times [f(n) + f(n + \Delta n)]. \quad (11)$$

Portanto, se a saída $u[n]$ for a soma da Equação[4],Equação[8] e Equação[11] a expressão que define a compensação PID digital é dada por

$$u[n] = K_p \times e[n] + K_d \times (f[n] - f[n - 1]) + K_i \times [f(n) + f(n + \Delta n)], \quad (12)$$

onde,

$$K_i = \frac{K_p \times t_{amostragem\ A/D}}{t_i}, \quad (13)$$

e

$$K_d = \frac{K_p \times t_d}{t_{amostragem\ A/D}}. \quad (14)$$

Munidos deste artifício, é possível realizar a compensação PID do sistema de controle para o aproveitamento da conversão eletromecânica de energia. O controlador atuará a todo momento que houver perturbações ao sistema, como a variação de velocidade do vento. Estas perturbações são traduzidas na diferença de frequência e tensão nos terminais de saída do gerador, fazendo com que a malha de controle atue visando condições adequadas para a carga.

2.3 Os Conversores Matriciais

A geração de energia elétrica é um processo industrial, portanto se faz necessária a adequação de tensão e frequência para entrega à carga, visando garantir níveis específicos de tensão e fase – no caso de sistemas de energia em corrente alternada – para seu acionamento e controle, o que pode ser provido por conversores estáticos de potência.

Na conversão CA/CA existem três tipos de conversores: cicloconversores, conversores indiretos e conversores matriciais.

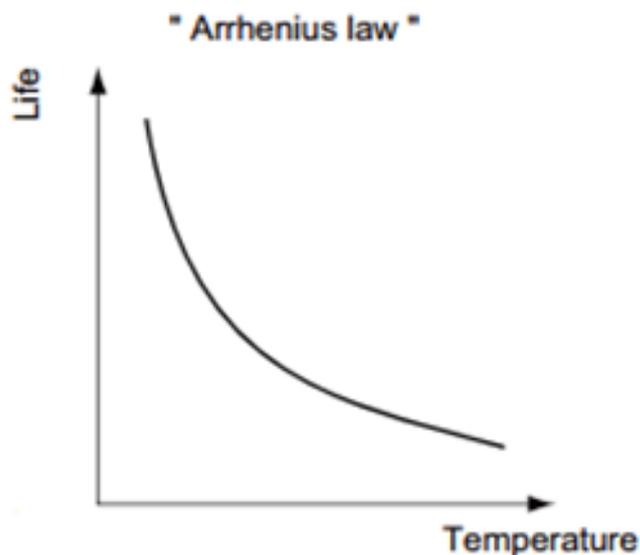
Os cicloconversores são aplicados se houver a necessidade de uma frequência de saída menor que a de entrada.

Os conversores indiretos possuem barramento de corrente contínua entre dois estágios, como é o caso dos conversores *back-to-back*, que possuem um capacitor de barramento entre os estágios de retificação e inversão, o qual, de acordo com (TOMM et al., 2012) reduz a vida útil do conversor.

De acordo com o fabricante (MITSUBISHI,), no manual Inverter Practical Course (FR-A800), a vida útil de capacitores de suavização, como é o caso do capacitor de

barramento, que regulam a tensão de alimentação para a etapa inversora do conversor *back-to-back* cai pela metade se a temperatura do ar ambiente aumenta em 10°C e dobra se diminuir em 10°C de acordo com a Lei de Arrhenius, como mostra a Figura 10.

Figura 10 – Curva da Lei de Arrhenius



Fonte: (MITSUBISHI,)

Se o capacitor de barramento estiver comprometido, haverá a necessidade da substituição de todo o módulo do conversor. Conseqüentemente, a máquina deverá sair de operação para que isto se suceda.

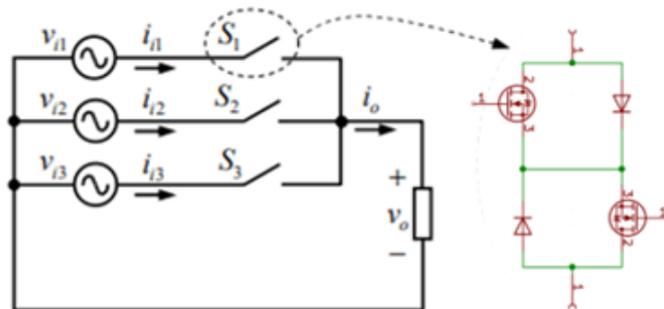
Por outro lado, os conversores matriciais, sendo conversores CA/CA diretos, podem entregar em sua saída níveis maiores ou menores de tensão e frequência em somente um estágio sem nenhum barramento CC em sua topologia principal, necessitando somente de capacitores de filtro, os quais são consideravelmente menores.

De acordo com (N.VENKATESH; REDDY, 2012)), quando comparado com o sistema conversor CA/CC/CA, a característica ousada do conversor matricial é a eliminação dos elementos reativos do barramento CC, por exemplo, capacitores e/ou indutores volumosos. Estes conversores possuem amplo leque de aplicabilidade por apresentarem uma topologia maleável: sua versão mais conhecida é gerador trifásico-carga trifásica, no entanto, para cargas monofásicas e bifásicas somente é alterado o número dos interruptores bidirecionais na etapa da adequação de tensão e frequência, assim como seus *drivers* de acionamento.

A Figura 11 mostra a topologia de gerador trifásico para carga monofásica do

conversor matricial.

Figura 11 – Conversor Matricial Proposto



Fonte: Adaptado de (BABAEI; GHAREHPETIAN, 2013)

(GYUGYI; PELLY, 1976) publicaram o que é considerado o primeiro estudo detalhado de um CM capaz de conectar uma fonte de alimentação polifásica a qualquer carga polifásica.

Os autores deram o nome à topologia matricial do conversor de “cicloconversores com comutação forçada” (*force commutated cycloconverters*), pois a comutação das chaves neste conversor não ocorrem naturalmente, ou seja, há a necessidade de interromper o fluxo da corrente de uma fase na entrada para que outra fase seja acionada (BRADASCHIA, 2008).

Para sua implementação em sistemas eólicos residenciais, como indicado na Figura 4, a saída modulada do conversor matricial alimentará a carga do sistema nos níveis de tensão e frequência desejados. Os estudos sobre o conversor matricial têm se concentrado na implementação de interruptores bidirecionais e em técnicas de modulação. De acordo com (BARAKATI, 2011), a principal vantagem deste conversor está em seu *design* compacto, o tornando adequado para aplicações onde o tamanho e peso são relevantes.

Como desvantagens pode-se citar a quantidade de interruptores bidirecionais, o que amplifica o grau de complexidade de seu controle. Cita-se também a menor faixa de atuação na tensão gerada, que é cerca de 83% da tensão de entrada do conversor. Porém, de acordo com (BRADASCHIA, 2008) não há limites para a faixa de frequência.

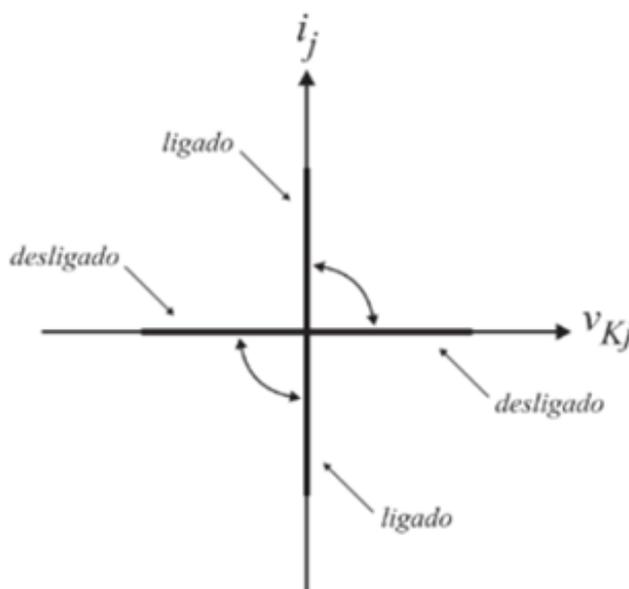
(DJAHBAR; BENZIANE; ZEGAOU, 2014) apresentam que outra desvantagem que pode ser citada é o conteúdo harmônico de alta ordem na saída do conversor em estado estacionário, havendo necessidade de filtros mais robustos.

A estrutura do Conversor Matricial proposto, como será discorrido nas próximas

seções, é composto pelos interruptores bidirecionais, cuja associação é chamada de etapa de potência do conversor, pelo *driver* a transformador de pulso, pelo estágio de aquisição de dados e controle e pelos filtros, sendo esperado que o conversor opere em modo de condição de corrente contínua de tal forma que a corrente no indutor de saída do conversor jamais atinja o nível zero.

Os principais elementos da topologia são os interruptores que permitem bidirecionalidade da corrente quando estão acionadas, suportando tensões diretas e reversas quando estão desligadas, ou seja, apresentam condução de corrente nos quatro quadrantes do gráfico $I \times V$, como ilustrado na Figura 12.

Figura 12 – Conversor de Quatro Quadrantes



Fonte: (BRADASCHIA, 2008)

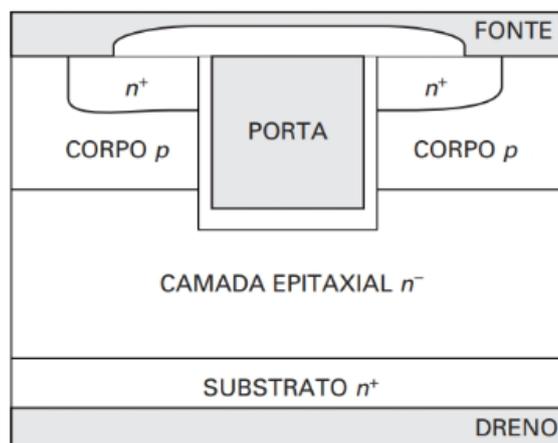
A fundamentação dos conversores matriciais está alicerçada na busca dos menores níveis de tensão durante a comutação dos interruptores para a extração de corrente, sintetizando tensão e frequência nos níveis desejados. Vale ressaltar que pelo fato desta topologia do conversor matricial apresentar conexão direta entre as fases do conversor e a carga, é necessário garantir que os interruptores não conduzam no mesmo instante para que não haja curto-circuito.

Para o rastreamento do interruptor a ser comutado seja determinado, as variáveis de entrada devem ser lidas e comparadas entre si e com a saída sintetizada; esta leitura é realizada pelo microcontrolador e a decisão do interruptor que conduzirá é tomada mediante ao Mapa de Karnaugh implementado.

2.3.1 MOSFET's e Driver por Transformadores de Pulso

Os transistores de efeito de campo (do inglês Field Effect Transistor), ou simplesmente FET's são dispositivos unipolares que dependem unicamente da condução de elétrons (FET de canal n) ou de lacunas (FET de canal p), os quais são controlados por tensão e necessitam somente de uma pequena corrente de entrada (MALVINO, 1995). Dentre os FET's tem-se os MOSFET's, que são empregados para conversores de alta frequência por apresentarem alta velocidade de chaveamento.

Figura 13 – Estrutura do MOSFET



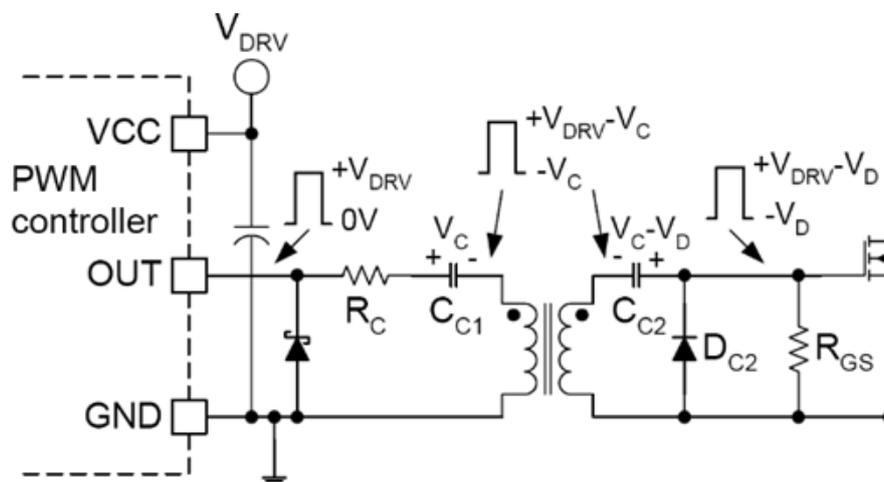
Fonte: (MALVINO; BATES, 2016)

Os MOSFET's são dispositivos controlados por tensão e possuem uma impedância de entrada muito alta (RASHID, 2014). Além disso, possuem ganho de corrente bastante elevado: a relação entre a corrente de dreno (*drain*) e de porta (*gate*) é aproximadamente na ordem de 10^9 .

Questões práticas envolvendo a operação de conversores transistorizados remetem a necessidade de circuitos auxiliares, como fontes, condicionadores de sinais, circuitos microcontrolados e *drivers*. Sendo o *driver* (circuito de acionamento de transistores de potência) especialmente importante, por ter como principal tarefa proporcionar a energia necessária para a comutação de transistores de potência. Sendo assim, é mostrado o circuito *driver* para o acionamento dos MOSFET's no conversor matricial na Figura 14.

A função do *driver* isolado a transformador, o qual é acionado por um pulso de largura variável em função da razão cíclica e amplitude constante ou variável, é transmitir o pulso de acionamento do *gate* referenciado ao terra através de grandes diferenças potenciais para acomodar implementações de unidade flutuante (BALOGH, 2018).

Figura 14 – Driver a Transformador de Pulso



Fonte: (BALOGH, 2018)

De acordo com (BALOGH, 2018), o capacitor de acoplamento deve ser colocado em série com o enrolamento primário do transformador de acionamento do *gate* para fornecer a tensão de reinicialização para a indutância de magnetização.

Sem o capacitor, haveria uma relação de trabalho dependente da tensão de corrente contínua através do enrolamento e o transformador saturaria.

O emprego do resistor no lado do primário do circuito deve-se ao fato da variação brusca de ciclo de trabalho imposta pelo controle para a adequação da tensão e frequência do conversor. Essa variação causa a excitação na ressonância entre a indutância do transformador e o capacitor de acoplamento. Assim, aplica-se resistência de baixo valor para a atenuação deste efeito, dado pela Equação 15

$$R_c \geq 2 \times \sqrt{\frac{L_M}{C_c}}. \quad (15)$$

O lado do secundário possui um circuito que restaura o sinal que deverá ser enviado ao *gate* do MOSFET para seu acionamento, o qual é composto por um capacitor de acoplamento ligado ao diodo Zener. Os capacitores de acoplamento são essenciais para que seja garantida a boa qualidade do sinal elevado e usado para comutação do MOSFET.

Em função da saturação do transformador, os pulsos gerados apresentam distorção por efeitos de tensão e frequência. Então para reduzir esse efeito, o diodo Zener grampeia a tensão em patamares seguros e carrega o capacitor para que o pulso seja gerado corretamente e não danifique o interruptor acionado.

Assim, são calculados pelas Equações 16 e 17, as quais mostram sua dependência

do *ripple* desejado, levando em consideração a máxima razão cíclica de trabalho para a adequação de tensão e frequência.

$$C_{c2} = \frac{Q_G}{\Delta V_{c2}} + \frac{(V_{DRV} - V_{DC,FW}) \times D_{MAX}}{\Delta V_{c2} \times R_{GS} \times f_{DRV}}, \quad (16)$$

$$C_{c1} = \frac{Q_G}{\Delta V_{c1}} + \frac{(V_{DRV} - V_{DC2,FW}) \times D}{\Delta V_{c1} \times R_{GS} \times f_{DRV}} \times \frac{V_{DRV} \times (D^2 - D^3)}{\Delta V_{c1} \times 4 \times L_M \times f_{DRV}^2}, \quad (17)$$

Como dito anteriormente, os *drivers* proporcionam a energia necessária para que o MOSFET comute. Por possuir menor custo que os optoacopladores, o presente trabalho empregará os *drivers* a transformador de pulso para a comutação dos MOSFET's.

O leitor poderia se perguntar: por que não utilizar um *driver* convencional IR2110/12? Pois bem, os *drivers* supracitados funcionam muito bem com conversores estáticos convencionais como buck, boost, buck-boost, half-bridge, full-bridge, cúb, forward, por exemplo, por possuírem ponto de referência para o gatilho fixo.

No caso de um conversor CA/CA, os interruptores estão inseridos em série entre o gerador e a carga, não permitindo que a tensão de gatilho tenha referência única, ainda mais sendo diretamente dependente da tensão injetada pelo gerador síncrono. Assim, seria impossível utilizar um *driver* IR2110/12 pois jamais seria possível a obtenção da referência fixa de forma direta.

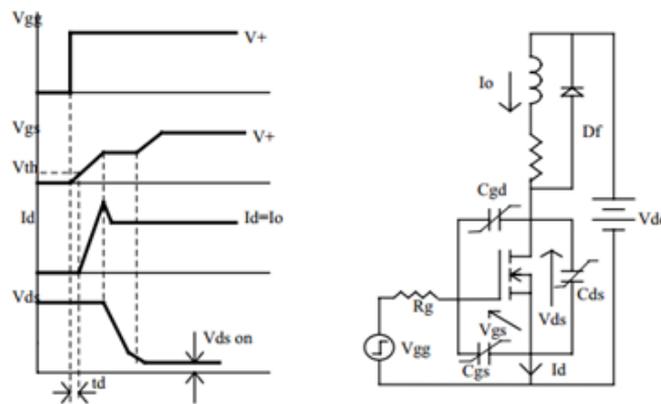
Devido a esse fator, é empregado o *driver* a transformador isolado, o qual irá desacoplar as referências elétricas (e de forma rápida sob variação) dada pelo gerador para a comutação dos interruptores do conversor.

Acerca das características do chaveamento, pode-se ponderar que sem nenhum sinal na porta, o MOSFET do tipo intensificação (empregado no trabalho) pode ser considerado como dois diodos conectados em antissérie (RASHID, 2014), ou ainda como um transistor NPN. O tempo de entrada em condução do MOSFET depende do tempo de carga da capacitância de entrada, ou seja, a capacitância da porta.

Os efeitos capacitivos são efetivamente perceptíveis quando se analisa de perto uma forma de onda da comutação de um interruptor. Isto quer dizer que nenhum transistor comuta instantaneamente, ou seja, nenhum interruptor possui acomodação imediata de portadores de carga.

Se a tensão entre a porta e fonte for $V_{GS} = 0V$ e for aplicada uma tensão entre dreno e fonte V_{DS} , verifica-se que não há circulação de corrente de dreno. Nesta condição, o interruptor apresenta duas junções-pn reversamente polarizadas.

Figura 15 – Característica de Chaveamento do MOSFET à Carga Indutiva



Fonte: (POMÍLIO, 2002)

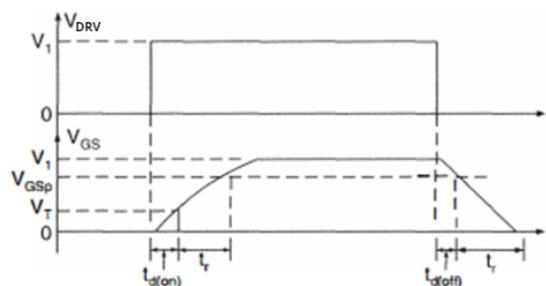
Porém se a tensão V_{GS} for acrescida, o potencial positivo começará a pressionar as lacunas para o substrato p ao longo da camada isolante de SiO_2 , fazendo-as penetrar no substrato até às camadas mais profundas, resultando em uma região de depleção próxima à camada isolante.

Arelado a esse efeito, os elétrons do substrato p serão atraídos para a porta, e serão acumulados próximos à camada isolante de SiO_2 ; e este isolante evitará que os portadores de carga negativos sejam absorvidos pela própria porta.

Esse processo resulta na formação de um canal onde os elétrons podem ser conduzidos, o qual é formado no instante que a tensão de limiar (do inglês *threshold voltage* V_{Th}) é alcançada; e quando este valor for atingido, um número suficiente de elétrons será acumulado para a formação do canal n virtual (RASHID, 2014). E conforme for acrescida a tensão V_{GS} , a corrente de dreno também aumenta.

Mediante à Figura 16, quando a tensão V_{gg} for aplicada, a capacitância de entrada do MOSFET começa a carregar com corrente limitada por R_g .

Figura 16 – Curvas Típicas de Comutação do MOSFET

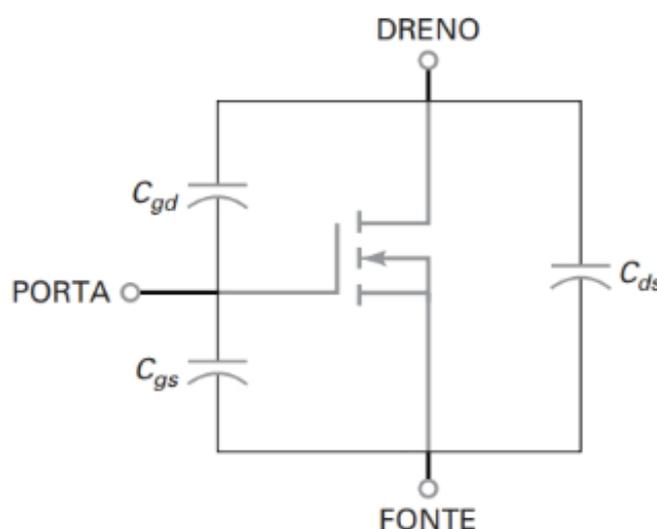


Fonte: (RASHID, 2014)

Após o tempo t_d , que é o tempo necessário para que a tensão de limiar seja alcançada, a corrente de dreno, I_d , começa a aumentar (esta é a corrente do canal); enquanto $I_d < I_0$, a condução de corrente prossegue implicando em $V_{DS} = V_{dd}$.

A Figura 17 mostra as capacitâncias parasitas do MOSFET, as quais possuem relação direta com a característica de sua comutação. No instante que o valor I_0 alcançar o valor I_d , o MOSFET começa a enfrentar o período de desligamento, implicando na diminuição do valor V_{DS} .

Figura 17 – Capacitâncias Parasitas do MOSFET



Fonte: (MALVINO; BATES, 2016)

Durante essa redução, ocorre aparente aumento da capacitância de entrada do transistor, fazendo que a variação de V_{GS} seja muito mais lenta, e isto se mantém até que V_{DS} caia. E ainda durante a queda de V_{DS} , as capacitâncias C_{DS} e C_{GD} se descarregam; a descarga de C_{GD} ocorre quando há o desvio da corrente do circuito de acionamento, o qual reduz a velocidade do processo de carga de C_{GS} , o que se mantém até que C_{GD} esteja completamente descarregada.

Durante o processo de desligamento é importante acrescentar que quando uma tensão V_{GG} é imposta na base, ocorre a aceleração do processo de descarga da capacitância de entrada (POMÍLIO, 2002).

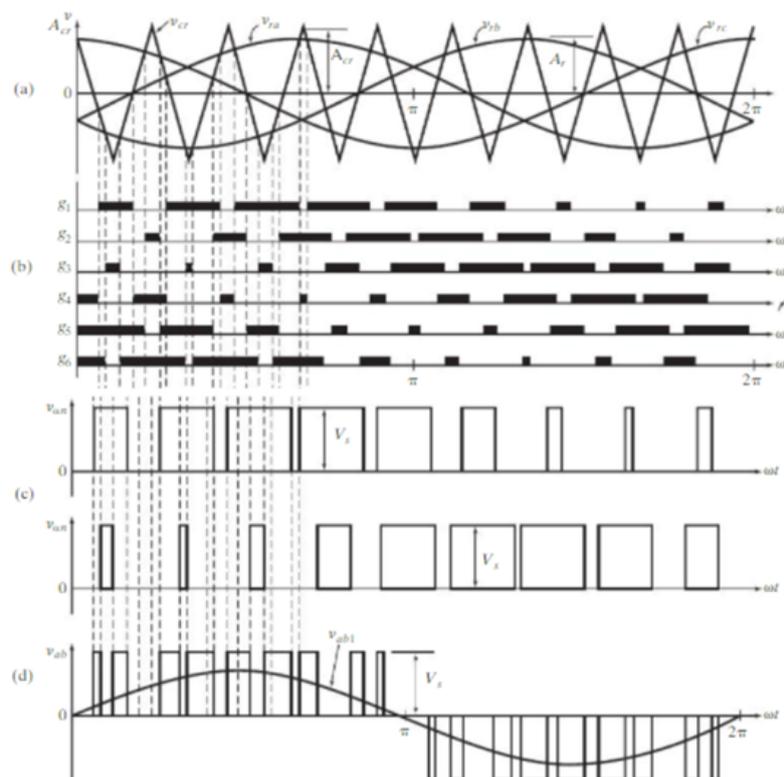
2.4 Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM)

O SPWM consiste em realizar a comparação entre a onda triangular (portadora) e a onda de referência (modulante), onde a largura de cada pulso gerado varia na proporção da amplitude de uma onda senoidal avaliada no centro do mesmo pulso. O que difere o PWM e o SPWM é justamente a referência, que nesta última deve ser um sinal senoidal.

A frequência do sinal de referência f_r determina a frequência de saída do conversor matricial f_0 ; e sua amplitude de pico A_r controla o índice de modulação M , que, por sua vez, controla a tensão RMS de saída V_0 (RASHID, 2014).

A Figura 18 mostra a sintetização de uma tensão senoidal a partir da comparação entre os sinais modulante e portador.

Figura 18 – Fundamentos da Modulação por Largura de Pulso Senoidal



Fonte: Adaptado de (RASHID, 2014)

No caso do conversor matricial, por possuir interruptores bidirecionais, o mesmo pulso é transmitido em uma das fases de sua topologia. A modulação por largura de pulso senoidal neste caso contempla a não condução simultânea entre as fases. Sendo assim, os pulsos rastreados para o acionamento dos interruptores atuam de forma complementar para a sintetização da tensão senoidal na saída.

2.5 Filtros LC para a Correção de Harmônicos

A modulação da tensão dos conversores matriciais é realizada em alta frequência, quando comparada com a frequência do sinal senoidal de referência.

De acordo com (DAL-PUPO, 2015) a vantagem do emprego de altas frequências de chaveamento é a redução de perdas no conversor. Porém, é gerado conteúdo harmônico que, se não for adequadamente filtrado, degradará a qualidade de energia pois, dependendo da aplicação, será injetado diretamente na rede ou estará presente nas formas de onda de tensão que alimentarão uma carga crítica..

Não somente do conversor matricial surgirão harmônicos, mas também da máquina elétrica empregada, pois devido às perdas na armadura e aos aspectos geométricos do rotor, como a quantidade de ranhuras e suas dimensões, os quais são fundamentais para a concatenação das linhas de campo magnético, contribuem para a criação de conteúdo harmônico.

Quanto maior as dimensões da máquina, mais ranhuras haverá no entreferro, portanto mais uniforme serão seus campos magnéticos gerados e concatenados, e assim menos expressivas serão as harmônicas geradas. Diferentemente de máquinas síncronas com rotor bobinado, máquinas síncronas de ímãs permanentes tendem a produzir menor conteúdo harmônico pois seu campo magnético é constante e máximo para a máquina projetada.

Se a injeção de corrente de campo no caso de uma máquina com excitatriz não for suficientemente grande, as frequências múltiplas da fundamental serão muito mais expressivas e o entreferro da máquina tende a saturar-se mais facilmente, culminando na diminuição da margem para o aproveitamento do material ferromagnético. Esse fator leva à limitação da geração, comprometendo a qualidade de energia gerada.

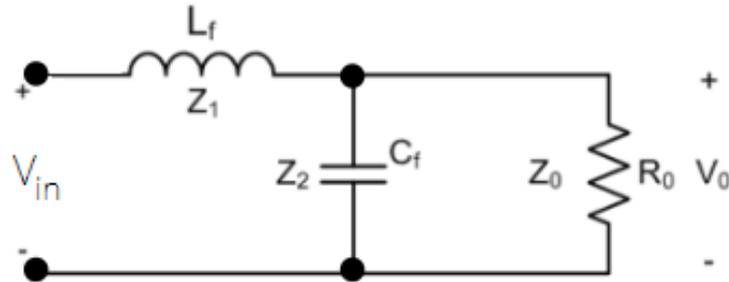
Desta forma, é de suma importância o emprego de filtros em sistemas de aproveitamento eletromecânico de energia, pois haverá mútua contribuição para a taxa de distorção harmônica da parte do gerador e do conversor estático de energia.

Para a atenuação das componentes harmônicas de alta frequência são empregados os filtros passa-baixa, que são circuitos que permitem a passagem de sinais de baixa frequência reduzindo a intensidade de sinais de alta frequência.

O filtro LC é constituído por uma indutância conectada em série com a saída do conversor e um elemento capacitivo em derivação, caracterizando um filtro passa-baixa, como mostrado na Figura 19. Esse filtro possui resposta em frequência apresentando -40

dB/dec, atenuação típica de sistemas de segunda ordem.

Figura 19 – Filtro LC



Fonte: Adaptado de (BARBI; MARTINS, 2008)

O projeto de filtros pode ser adequadamente realizado com o auxílio da modelagem no domínio da frequência, o qual define a magnitude da resposta em frequência como a razão entre a magnitude da senoide de saída e da senoide de entrada, onde é definida a fase da resposta como a diferença entre os ângulos das senoides de saída e de entrada (NISE, 2020).

De acordo com (BARBI; MARTINS, 2008), o projeto de um filtro é realizado sob o regime de alimentação de carga puramente resistiva, assumindo que seu valor é dado por

$$R_0 = |Z_0| = \frac{V_{0eff}^2}{P_0} \times \cos\phi. \quad (18)$$

A Equação 18 apresenta que V_{0eff} é o valor eficaz da componente de tensão de saída, P_0 é a potência nominal de saída do conversor matricial e $\cos\phi$ é o fator de potência da carga.

Sabendo que $Z_L = sL_f$ e $Z_C = 1/(sC_f)$, função de transferência do circuito é dada pela associação paralela dos elementos R_0 e C_f em série com L_f , resultando em

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{\frac{R_0}{1+sC_fR_0}}{sL_f + \frac{R_0}{1+sC_fR_0}}. \quad (19)$$

Manipulando algebricamente a Equação 19, obtém-se

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1}{s^2L_fC_f + s\frac{L_f}{R_0} + 1}. \quad (20)$$

Sabendo que $s = j\omega$ e que $s^2 = j - \omega^2$, escreve-se

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1}{-\omega^2 L_f C_f + -j\omega \frac{L_f}{R_0} + 1}. \quad (21)$$

Por definição a frequência angular natural do filtro LC e o fator de amortecimento são, respectivamente, $\omega_0 = 1/\sqrt{L_f C_f}$ e $\zeta = \frac{1}{2R_0} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}}$, escreve-se a Equação 21 como

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1}{\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + -2j\zeta \frac{\omega}{\omega_0} + 1}. \quad (22)$$

A Equação 22 representa a relação de transferência em função da razão da frequência angular do sistema e a frequência de ressonância dos elementos reativos do circuito, os quais são calculados mediante as expressões 23 e 24.

$$C_f = \frac{1}{4\pi\zeta f_o R_o}, \quad (23)$$

$$L_f = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_f}. \quad (24)$$

3 METODOLOGIA

A metodologia empregada no presente trabalho divide-se em procedimentos teóricos/simulação e em procedimentos práticos de laboratório.

Os procedimentos teóricos/simulação se baseiam no descrito nas principais bibliografias do Capítulo 2, tendo como enfoque o estudo do comportamento do conversor matricial no software PSim, onde foi obtido o rastreo dos pulsos para comutação dos interruptores e implementada a malha de controle.

Os procedimentos práticos envolveram o projeto e montagem do conversor matricial em placa de circuito impresso com elaboração de projeto em CAD (KICAD®), e a respectiva implantação de seu controle em microcontrolador de 32 bits.

Para isto, deverão ser adotados alguns passos para que a resposta do controle seja adequada. As etapas correlatas ao roteiro que o controlador deverá seguir consiste na leitura dos dados de tensão e frequência injetadas, pelo gerador, nos interruptores bidirecionais, medição do erro, atuação da malha de controle de tensão e frequência e rastreamento dos pulsos que acionarão os interruptores.

Sendo realizado a implementação do código, o circuito físico foi projetado e montado em placa de circuito impresso, onde são realizados os procedimentos de ensaio para desempenho do conversor estático. Nesta etapa são projetados os *drivers*, filtros, os dispositivos de potência e suas proteções.

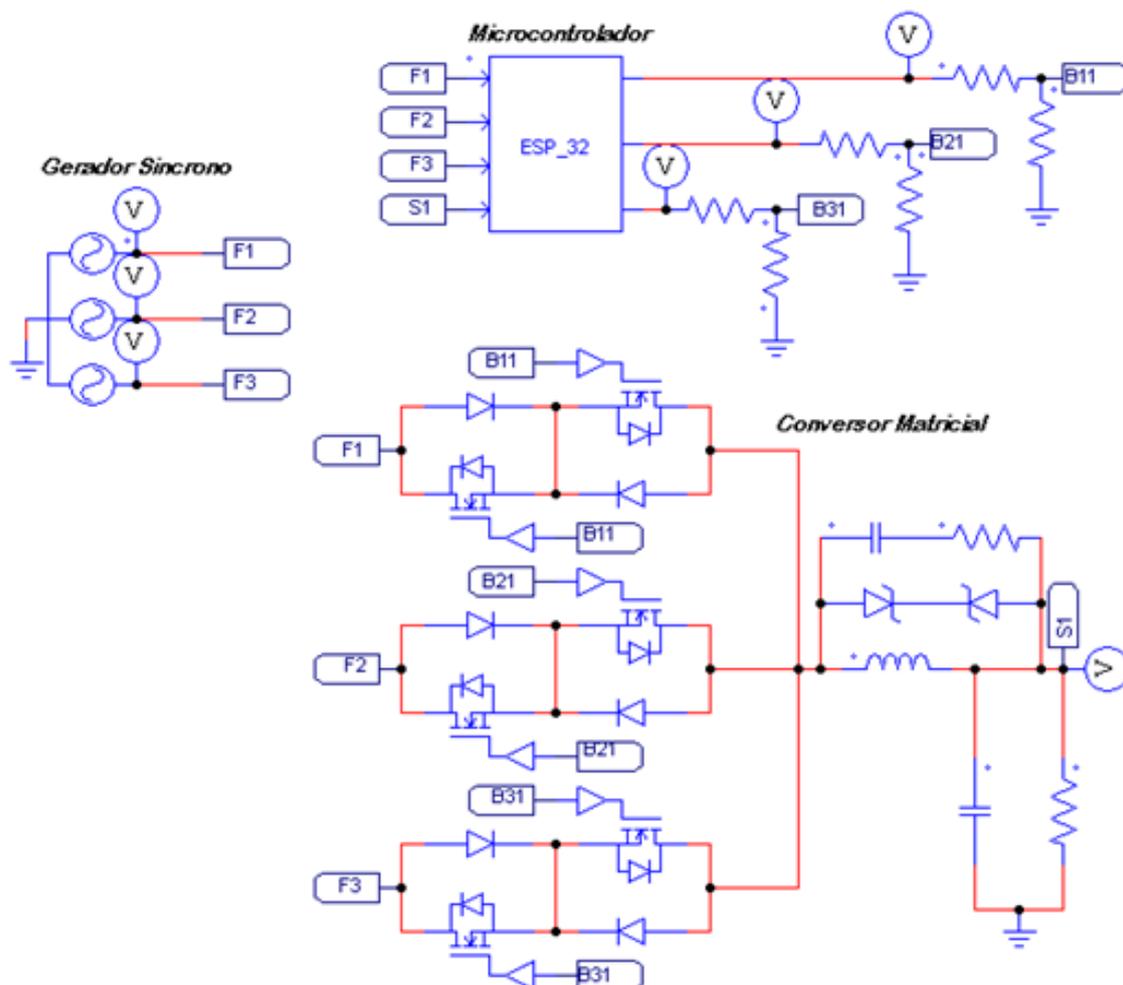
3.1 Procedimentos Teóricos e de Simulação

Como pré-requisito para a confecção do conversor matricial físico, foi realizada a análise do desempenho do conversor matricial frente às variações de frequência e tensão de saída do gerador síncrono na plataforma de simulação Psim. Por se tratar de uma plataforma de simulação, não houve a necessidade de emprego do *driver* descrito neste trabalho.

A Figura 20 representa o circuito do conversor matricial e a respectiva representação do microcontrolador ESP-32®, que realizará o rastreo para controle dos interruptores bidirecionais, visando a sintetização da tensão e fase desejadas na saída.

A tensão injetada pelo gerador síncrono no conversor eletrônico é dependente da velocidade da turbina, que está completamente dependente da velocidade do vento, a qual é intermitente.

Figura 20 – Esquemático para Simulação do Conversor Matricial Realimentado



Fonte: Ilustração do autor, 2022

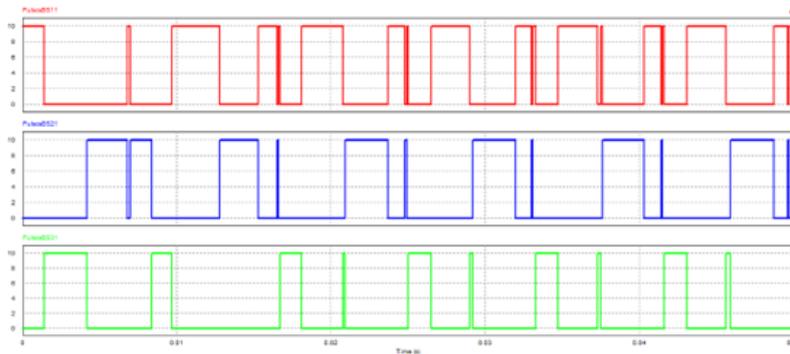
Sendo assim, para que haja o aproveitamento eficiente de energia elétrica advindo do sistema eólico é necessário que haja a ação da malha de controle.

Como comentado na Seção 2.3, a fundamentação dos conversores matriciais está alicerçada na busca dos menores níveis de tensão durante a comutação dos interruptores para a extração de corrente de forma a obter tensão e frequência nos níveis desejados.

Para que isso se suceda, é necessário garantir que as três fases do conversor não conduzam no mesmo instante, sendo necessário empregar tempo-morto na modulação por largura de pulso do conversor.

Assim, o código em linguagem C no "Apêndice A" compara o nível das tensões de entrada e da tensão de saída. A fim de ilustrar o resultado dessa busca é mostrado na Figura 21 os pulsos obtidos. Pode ser observado que somente uma fase está em nível alto em um determinado instante.

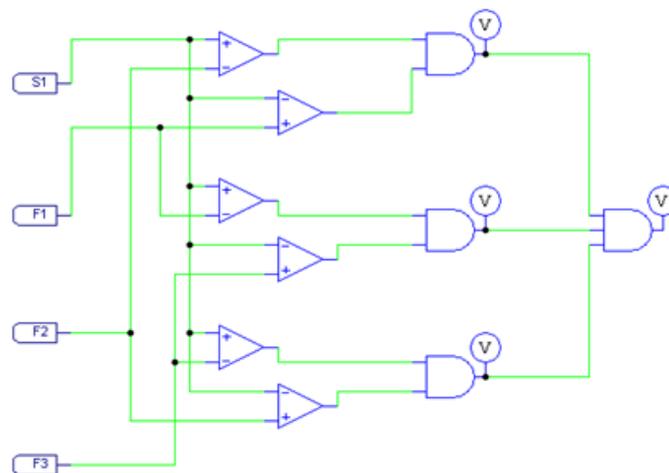
Figura 21 – Resultado da busca pelo maior mais próximo para Comutação dos Interruptores Bidirecionais



Fonte: Ilustração do autor, 2022

Para que este rastreo foi empregado o Mapa de Karnaugh (Figura 22), que apresentou a melhor lógica de funcionamento para a solução do problema.

Figura 22 – Mapa de Karnaugh Implementado



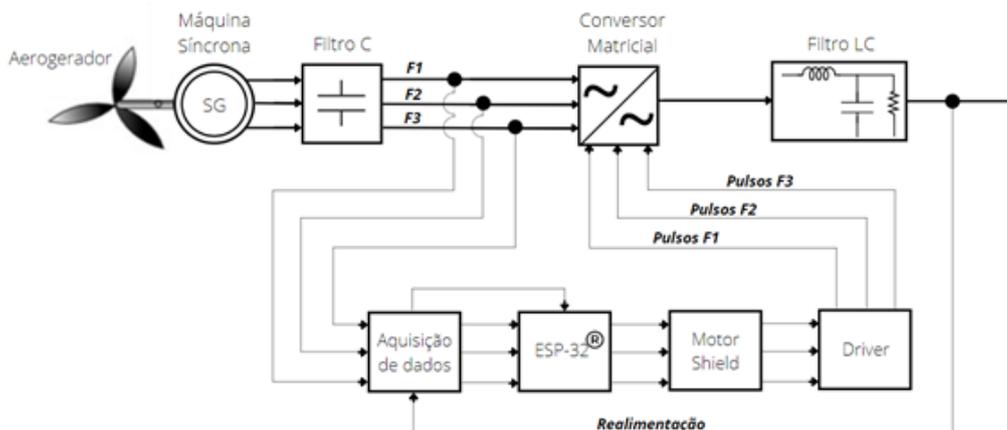
Fonte: Ilustração do autor, 2022

O intervalo de condução (*duty cycle*) leva em conta a tensão dos níveis mais próximos e a de alvo buscado, esta metodologia para o ajuste da largura do pulso do duty a cada ciclo é explorada a fundo na Seção 3.2.2.

A Figura 23 mostra o fluxograma para o controle proposto do conversor matricial realimentado.

máquina síncrona e com os filtros que limitam a taxa de distorção harmônica da corrente de saída, é mostrada na Figura 24.

Figura 24 – Diagrama de Blocos do Processamento da Energia

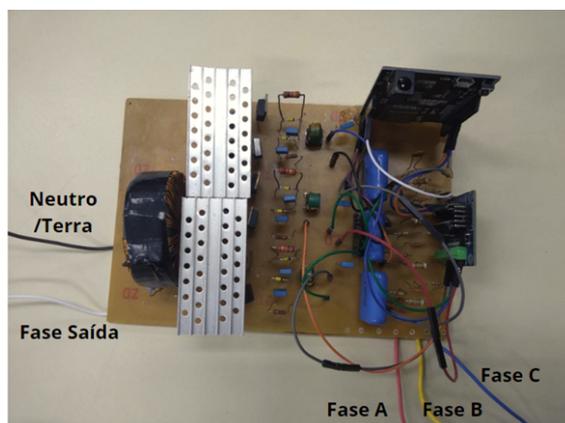


Fonte: Ilustração do autor, 2022

3.2.1 Composição do Hardware do Conversor Matricial

A topologia do circuito proposto montado em bancada (Figura 25) é composta pelos seguintes elementos: filtro de entrada, circuito de aquisição de dados, microcontrolador ESP-32®, motor shield, driver a transformador de pulso, interruptores bidirecionais – que compõem o estágio de potência do conversor matricial – e filtro LC.

Figura 25 – Protótipo do Conversor Matricial Proposto para a adequação de tensão e frequência em Sistemas Eólicos

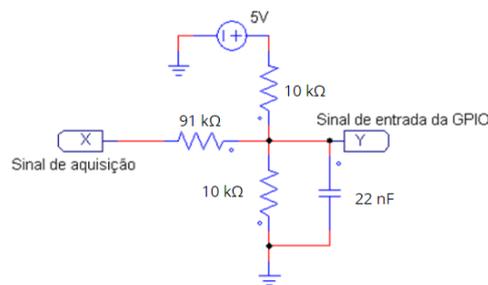


Fonte: Ilustração do autor, 2022

Como indicado na Figura 24 o circuito possui um estágio de aquisição de dados para leitura das variáveis e respectivo tratamento das entradas analógicas: fases de entrada e realimentação.

Para que as GPIO's do ESP32-32® realizem essas aferições é necessário que a tensão de entrada não possua valores negativos e seja menor que a permitida pelo hardware do microcontrolador para que este não seja danificado, assim, foi implementado o circuito mostrado na Figura 26, garantindo nível do sinal de tensão admissível e seu respectivo *offset*.

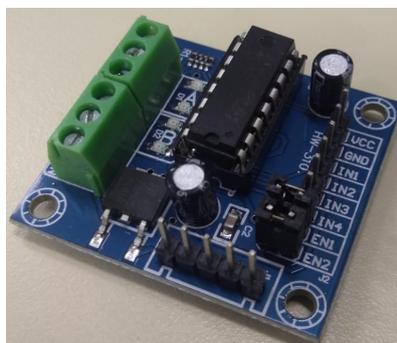
Figura 26 – Circuito de Adequação de Sinais Analógicos para o Microcontrolador



Fonte: Ilustração do autor, 2022

O circuito empregado proporcionará tensões da ordem de $V_{A/D} = V_{in} \times 0,154$, propiciando níveis adequados para o conversor A/D, de forma que o controle seja realizado. Realizada esta etapa, o microcontrolador pode ler de forma segura os dados e efetuar o protocolo de controle programado: os pulsos das três fases serão gerados digitalmente e transmitidos ao Motor Shield (Figura 27) para proteção do Driver a Transformador de Pulso.

Figura 27 – Módulo L293D Motor Shield



Fonte: Ilustração do autor, 2022

Como mostrado na Figura 14, o principal componente do *driver* empregado é o

transformador elevador de tensão (Figura 28), o qual garantirá a tensão necessária entre *gate* e *source* dos interruptores bidirecionais.

Figura 28 – Transformador de Pulso



Fonte: Ilustração do autor, 2022

Para a confecção do transformador, foi empregado um núcleo toroidal e enroladas 20 voltas no primário e 30 voltas ao secundário, obtendo relação de transformação de "1:1.5".

Como apresentado no Capítulo 3, os capacitores associados aos diodos são empregados para adequação do sinal. Eles funcionam como grampeadores de tensão, fazendo com que ela fique a níveis seguros de operação para a atuação do transformador. Vale elucidar que devido ao fato de serem empregados interruptores bidirecionais de potência, é acrescentada à topologia do *driver* um diodo Zener em antissérie com o existente.

A Tabela 1 mostra os parâmetros dos componentes utilizados para os *drivers* das três fases, onde L_p é a indutância do primário, L_s é a indutância do secundário, R_p é a resistência série do primário, R_s é a resistência do secundário, entre *gate* e *source* do MOSFET e C é o valor de capacitância empregada no primário e secundário; o diodo Zener empregado no circuito é do modelo BZX76C.

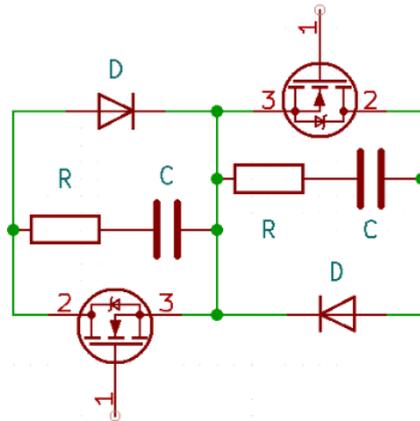
Componentes do Driver				
L_p	L_s	R_p	R_s	C
1,6mH	2,4mH	10 Ω	1k Ω	33nF

Tabela 1 – Tabela de Componentes do Driver.

Sendo ajustado o sinal nesta etapa, os MOSFET's podem ser acionados de forma eficiente pois o *driver* garante a energia necessária para que os interruptores comutem.

O circuito de potência, desta forma, é composto por três chaves bidirecionais, de configuração mostrada na mostrado na Figura 29.

Figura 29 – Interruptor Bidirecional



Fonte: Ilustração do autor, 2022

Cada chave bidirecional é composta por dois MOSFET's associados em *source* comum, juntamente com seus respectivos diodos e *snubbers*. Suas especificações são mostradas na Tabela 2.

O circuito snubber foi dimensionado mediante os parâmetros de capacitâncias parasitas do interruptor e a indutância de dispersão associada mediante a

$$C_s = 3 \times C_{oss}. \quad (25)$$

e

$$R_s = \sqrt{\frac{L_{leakage}}{C_{oss}}}. \quad (26)$$

A indutância de dispersão pode ser mensurada tomando o período da sobretensão sobre o MOSFET com o capacitor C_s associado representado por T_2^2 e o período da sobretensão sobre o interruptor sem o capacitor C_s representado por T_1^2 , como representa a Equação 27.

$$L_s = \frac{T_2^2 - T_1^2}{4\pi^2 C_{oss}}, \quad (27)$$

No projeto de conversores matriciais, o uso de dispositivos eletrônicos de potência como interruptores bidirecionais requer filtros para amortização de componentes harmônicos provenientes da corrente de entrada e pela ação do PWM, aumentando a

Composição do Interruptor Bidirecional			
MOSFET	Diodo	Resistor	Capacitor
IRF3205	20ETS12	10k Ω	3.3nF

Tabela 2 – Tabela da Composição do Interruptor Bidirecional.

proteção do sistema contra efeitos transitórios (MUÑOZ-CASTILLO et al., 2020).

O projeto do filtro de saída do conversor matricial foi executado conforme indicado no capítulo anterior e seus parâmetros são mostrados na Tabela 3.

Como indicado por (DAL-PUPO, 2015), adota-se um valor para o fator de amortecimento ζ não inferior a 0,707 e não superior a 1. A frequência de ressonância f_0 deve ficar uma década abaixo da frequência de comutação e uma década acima da frequência fundamental da tensão de saída do inversor (tipicamente, 60 Hz). Foi escolhido um núcleo toroidal para a confecção do indutor, o qual é mostrado na Figura 30.

Figura 30 – Indutor de Filtro Utilizado



Fonte: Ilustração do autor, 2022

A fim de atenuar as sobretensões oriundas da comutações dos interruptores, é incrementado um circuito *snubber* em paralelo ao indutor, composto pela associação de diodos Zener em antissérie, paralelos à associação RC.

Parâmetros do Filtro				
f_0	ζ	L_f	C_f	R_0
2000Hz	0.707	10.4mH	560nF	100 Ω

Tabela 3 – Parâmetros do Filtro

3.2.2 Implementação da Metodologia para o Processamento da Energia

A aplicabilidade de conversores estáticos de energia no processamento de energia propicia o aproveitamento do recurso de forma eficiente. Assim, é essencial o papel da eletrônica e do controle digital para essa finalidade.

Nesta seção será demonstrado o algoritmo empregado para a adequação de tensão e frequência da potência no conversor matricial. O microcontrolador utilizado para essa finalidade é o ESP-32®, que é de baixo custo e baixo consumo de energia, poderoso módulo baseado no ESP32 (Chip ESP32-D0WDQ6, evolução do ESP8266), feito pela empresa Espressif Systems, que incorpora a utilização de WiFi + Bluetooth BLE + Microprocessador visando atender uma grande variedade de projetos. A Figura 31 mostra o módulo utilizado e a Figura 32 mostra a comparação entre outros microcontroladores.

Figura 31 – Módulo ESP-32® Empregado para o Controle



Fonte: Espressif Systems, 2022

Figura 32 – Comparação entre Microcontroladores

SPECS/BOARD	ESP32	ESP8266	ARDUINO UNO
Number of Cores	2	1	1
Architecture	32 Bit	32 Bit	8 Bit
CPU Frequency	160 MHz	80 MHz	16 MHz
WiFi	YES	YES	NO
BLUETOOTH	YES	NO	NO
RAM	512 KB	160 KB	2 KB
FLASH	16 MB	16 MB	32 KB
GPIO PINS	36	17	14
Bussees	SPI, I2C, UART, I2S, CAN	SPI, I2C, UART, I2S	SPI, I2C, UART
ADC Pins	18	1	6
DAC Pins	2	0	0

Fonte: Espressif Systems, 2022

A Figura 23 apresentou o fluxograma básico referente à estratégia de controle que deverá ser implementada para a obtenção da tensão senoidal na saída do conversor. Como

apresentado na Seção 3.2, sistemas de controle realimentados possuem clara vantagem no processamento de energia nos processos de conversão, garantindo mais confiabilidade pois são menos sensíveis a ruídos, perturbações e alterações do ambiente (NISE, 2020), o que se torna ideal para sistemas eletromecânicos de energia, como os sistemas eólicos que trazem consigo a condição de intermitência de geração.

Dessa forma, malhas fechadas para a adequação de tensão e frequência podem contribuir largamente com a qualidade da energia requerida, visto que a reposta transitória e os erros em regime permanente podem ser controlados de modo mais conveniente e com maior flexibilidade (NISE, 2020). Então, é necessário que a referência seja dada ao microcontrolador para que seja buscado o erro nulo mediante a malha de controle.

Assim, foi implementado no microcontrolador ESP-32® a referência senoidal de 60Hz mediante à tabela 80 valores que compõem um semiciclo de uma função seno declarada em numeração hexadecimal, para que o tempo de processamento fosse otimizado, como indicado na Figura 33.

Figura 33 – Tabela de Valores do Semiciclo Positivo de Seno

```
static byte WaveFormTable[80] = {
  // Sin wave
  0x00, 0x03, 0x06, 0x0A, 0x0D, 0x11, 0x14, 0x18, 0x1B, 0x1E, 0x22, 0x25, 0x28, 0x2B, 0x2E, 0x31,
  0x34, 0x37, 0x39, 0x3C, 0x3E, 0x41, 0x43, 0x45, 0x47, 0x49, 0x4B, 0x4D, 0x4E, 0x50, 0x51, 0x53,
  0x54, 0x55, 0x55, 0x56, 0x57, 0x57, 0x57, 0x57, 0x57, 0x57, 0x57, 0x57, 0x56, 0x55, 0x55, 0x54,
  0x52, 0x51, 0x50, 0x4E, 0x4D, 0x4B, 0x49, 0x47, 0x45, 0x43, 0x41, 0x3E, 0x3C, 0x39, 0x36, 0x34,
  0x31, 0x2E, 0x2B, 0x28, 0x25, 0x21, 0x1E, 0x1B, 0x18, 0x14, 0x11, 0x0D, 0x0A, 0x06, 0x03, 0x00,
};
```

Fonte: Ilustração do autor, 2022

Para a sintetização de um período completo da forma de onda, o contador deverá iniciar em zero. Quando este contador atingir o valor 80, a senoide estará na iminência de entrar no semiciclo negativo; e enquanto o contador estiver entre os valores 80 e 160, será sintetizada a referência relativa ao semiciclo negativo. Cada vez que o contador atingir o valor 160, o processo será reiniciado para que uma nova contagem seja iniciada.

Para o início da amostragem do sinal de entrada, um contador *kc* deverá realizar as leituras das tensões de entrada e realimentação 2^{12} vezes e fazer a média móvel desses valores a cada ciclo; é empregada a operação de deslocamento de bits à esquerda a fim de garantir números inteiros na amostragem para que o tempo de cálculo seja otimizado. Após esse procedimento, é calculada a média móvel dos valores atualizados a cada ciclo.

```
void setup() {
  Serial.begin(115200);
```

```

while (!Serial);
// Digital - Analogico
sigmaDeltaSetup(0, 312500);
//attach pin 18 to channel 0
sigmaDeltaAttachPin(19,0);
//initialize channel 0 to off
sigmaDeltaWrite(0, 0);
while (kc<8192) {
    acumuladorF1+=analogRead(refA);
    acumuladorF2+=analogRead(refB);
    acumuladorF3+=analogRead(refC);
    acumuladorS1+=analogRead(outA);
    kc++;
};
acumuladorF1=acumuladorF1<<6;
acumuladorF2=acumuladorF2<<6;
acumuladorF3=acumuladorF3<<6;
acumuladorS1=acumuladorS1<<6;
moving_average();
kc=1;
Serial.print("FreqF1= Medio= ");
Serial.println("MaxRef= MinRef= F3= ");
integrador1=(300<<12);
}

```

Então, código irá repetir infinitamente a sequência dentro do "void loop". Serão lidas novamente os sinais analógicos de entrada nas GPIO's atribuídas ao ESP-32® e comparadas as grandezas lidas com os valores atribuídos e dependendo do resultado, será tomado ou o máximo ou mínimo valor de tensão das três fases, uma por ciclo.

```

void loop() {
    F1 = analogRead(refA);
    F2 = analogRead(refB);
    F3 = analogRead(refC);

```

```

S1 = analogRead(outA);

if (MaxRefA < F1 ) MaxRefA=F1;
if (MinRefA > F1 ) MinRefA=F1;

if (MaxRefB < F2 ) MaxRefB=F2;
if (MinRefB > F2 ) MinRefB=F2;

if (MaxRefC < F3 ) MaxRefC=F3;
if (MinRefC > F3 ) MinRefC=F3;

```

Os contadores das rotinas de cálculo passam a ser contados em microssegundos até que se alcance o valor de 32 bits de níveis digitais, a cada ciclo tomando o novo valor dos máximos e mínimos de cada entrada analógica, a fim de ser executado posteriormente o algoritmo da comparação da saída sintetizada com a referência.

```

while (passo*(k+(kc*160))>=micros()) { };
k++;
if (k>160) {
    kc++;
    k=0;
    MaxRefA--;
    MaxRefB--;
    MaxRefC--;
    MinRefA++;
    MinRefB++;
    MinRefC++;
};

```

O próximo passo do código consiste em rastrear se a tensão de entrada assume valor positivo ou negativo. Toda vez que este sinal não for negativo, pode-se rastrear a frequência do sinal de referência dado pela tabela de senos. Vale ressaltar que a frequência da referência é dada pelo tempo de processamento do código: foi adotado o método de tabela de senos, pois o tempo empregado para o processamento dessa informação é muito menor do que se a referência fosse dada ao declarar a função "seno"; e o conversor

matricial sendo um dispositivo chaveado a alta frequência, deve possuir um controlador que consiga realizar de forma rápida os procedimentos de cálculo requeridos.

```

    if ((F1 < (MedioRefA - (MaxRefA/8))) & (!negativoF1)) {
TnegativoF1k=k;
TnegativoF1kc=kc;
negativoF1=true;
}

else {
if ((F1 > (MedioRefA + (MaxRefA/8))) & (negativoF1))
T=TnegativoF1k+(TnegativoF1kc*160);
negativoF1=false;
};
};
};

```

Assim, são lidos os novos valores de tensão e são atualizadas as variáveis analógicas mediante o valor anterior e a média móvel, tomando o valor atual subtraído do valor médio calculado.

```

S1=S1-MedioRefS1;
F1=F1-MedioRefA;
F2=F2-MedioRefB;
F3=F3-MedioRefC;

```

Após essa etapa, é implementado no microcontrolador o bloco de compensação mediante à implementação do controlador PID: o erro medido deverá ser a tensão obtida na saída do conversor subtraída da tensão de pico da referência senoidal, a qual é traduzida a 1790 níveis do conversor analógico-digital. Foi empregado o ganho proporcional de valor $K_p = 2$, $K_i = 5$, $K_d = 0.01$.

Para a sintetização da forma de onda senoidal, é fundamental que haja a contribuição do parâmetro integrativo; assim, este parâmetro foi inicializado a um valor digital alto (300×2^{12}) para que sua contribuição permita de forma mais rápida a sintetização da forma de onda senoidal. Porém, durante a compensação da

malha de controle, este parâmetro será reduzido a $K_i = 5$, indicado pela operação "integrador1+=(errol*ki)>>12".

```

if (k<80) { referencia=WaveFormTable[k]; }
if (k>79) { referencia=(-WaveFormTable[(159-k)]); }

errol=(20*referencia)-S1;
proporcional=errol*kp;
integrador1+=(errol*ki)>>12;
derivativo1=(errol-erroAnt1)*kd;
erroAnt1=errol;
errol=((proporcional)+(integrador1)+(derivativo1));

```

Se o erro atual calculado for maior que 95% da tensão da fase 1 (F1), da fase 2 (F2) e da fase 3 (F3) de entrada e, se a tensão da fase 1 for maior que as demais fases, o controlador atua sobre ela e soma seu erro.

Se F1 não for maior, mas sim a F2, o controlador atua sobre F2 e soma seu erro. E se também F2 não for a maior, F3 então é a maior e o controlador atua sobre ela e soma seu erro.

Essa metodologia é empregada para os maiores valores de tensão e deverá ser igualmente realizada para as tensões com menor valor entre si, permitindo que o controlador atue e some o erro da fase que possuir o menor valor.

//Ação do controlador na tensão maior próxima rastreada

```

X=(F1-(F1>>4));
Y=(F2-(F2>>4));
Z=(F3-(F3>>4));

if ((errol>X)&(errol>Y)&(errol>Z)) {
if ((F1>F2)&(F1>F3)) {
errol=X;
if (((integrador1)>>12)>(F1)) integrador1 = F1;
}
}

else {

```

```

if ((F2>F1) & (F2>F3)) {
errol=Y;
if (((integrador1)>>12)>(F2)) integrador1 = F2;
}

else {
errol=Z;
if (((integrador1)>>12)>(F3)) integrador1 = F3;
};
};
};

// Ação do controlador na tensão menor próxima rastreada

if ( (errol<X) & (errol<Y) & (errol<Z)) {
if ((F1<F2) & (F1<F3)) {
errol=X;
if (((integrador1)>>12)<(F1)) integrador1 = F1;
}

else {
((F2<F1) & (F2<F3)) {
errol=Y;
if (((integrador1)>>12)<(F2)) integrador1 = F2;
}

else {
errol=Z;
if (((integrador1)>>12)<(F3)) integrador1 = F3;
};
};
};

```

A partir da etapa supracitada, o controlador possui informações necessárias para que rastreie os níveis mais próximos e mais distantes entre a referência e o sinal medido e

sua respectiva fase de entrada; como comentado no Capítulo 2, este rastreamento é o cerne da extração de corrente para a carga que o conversor matricial alimenta.

Se a referência estiver mais próxima da fase 1, a fase 1 do conversor matricial será acionada. Se a fase 2 for a mais próxima, a fase dois será acionada, e se for a fase 3 a mais próxima, fase 3 será acionada.

O mapa de Karnaugh implementado na rotina de código abaixo mostra que haverá um nível "maior próximo" e um "menor próximo" selecionados simultaneamente: o nível maior próximo é identificado com o sinal positivo, a de menor próximo é identificada com sinal negativo.

Essa metodologia implica na comutação entre duas fases de alimentação para a formação da tensão de saída, isto é, enquanto uma fase do conversor estiver em nível alto a outra estará em nível baixo, e desta forma a tensão de saída sempre será resultado da comutação em alternância entre duas fases do conversor matricial.

```

B11B=0;
B21=0;
B31=0;

// ----- Primeira Bidirecional maior próxima
if ((F1>=erro1)&((F2<erro1)|(F2>F1))&((F3<erro1)|(F3>F1))){
maior=F1;
B11B=1;
} else {

// ----- Segunda Bidirecional maior próxima
if ((F2>erro1)&((F1<erro1)|(F1>F2))&((F3<erro1)|(F3>F2))){
maior=F2;
B21=1;
} else {

// ----- Terceira Bidirecional maior próxima
maior=F3;
B31=1;
};
};

```

```

// ----- Primeira Bidirecional menor próxima
if ((F1<erro1)&((F2>erro1)|(F2<F1))&((F3>erro1)|(F3<F1))){
menor=F1;
B11B=-1;
} else {

// ----- Segunda Bidirecional menor próxima
if ((F2<erro1)&((F1>erro1)|(F1<F2))&((F3>erro1)|(F3<F2))){
menor=F2;
B21=-1;
} else {

// ----- Terceira Bidirecional menor próxima
menor=F3;
B31=-1;
};
};

```

Então, se a tensão mínima para a decisão do interruptor que deverá ser acionado for alcançada, um novo valor de ciclo de trabalho para estas condições e para este interruptor será definida mediante a Equação 28.

$$erro = 100 \times \frac{erro - V_{menor}}{V_{maior} - V_{menor}}, \quad (28)$$

A fim de evitar o efeito das capacitâncias parasitas do MOSFET durante o chaveamento, foi definida a razão cíclica entre 8% e 88%, que mostra menor inclinação do pulso do gatilho.

Devido ao fato do microcontrolador rastrear os níveis maiores próximos e menores próximos de tensão, a razão cíclica de trabalho varia de forma abrupta e jamais dois braços do conversor poderão estar no mesmo estado no mesmo instante, pois isto significaria curto-circuito entre as fases; assim, é desejado que a matriz de chaveamento trabalhe em complementariedade.

Assim, sempre que um pulso para acionamento de interruptor for dado pelo microcontrolador, os demais interruptores deverão estar em nível baixo, e isso é declarado

no código como configuração da GPIO.

Tomando como exemplo o interruptor bidirecional da fase 1 do conversor: sempre que ele não for o escolhido para realizar o chaveamento, o comando `"io_conf.pin_bit_mask"` habilita a respectiva GPIO de saída digital correlata permanecer em nível lógico baixo e assim permanecer até que sua comutação seja necessária para a sintetização da saída senoidal e, desta forma, evitando curto-circuito entre os interruptores bidirecionais das três fases. O mesmo procedimento é aplicado às demais fases.

```

if (maior<=menor) maior=menor+2;
erro1=100*((erro1-menor)/(maior-menor));

if(erro1>88)
{
erro1=88;
}

if (erro1<8)
{
erro1=8;
}

if(B11B==0)
{

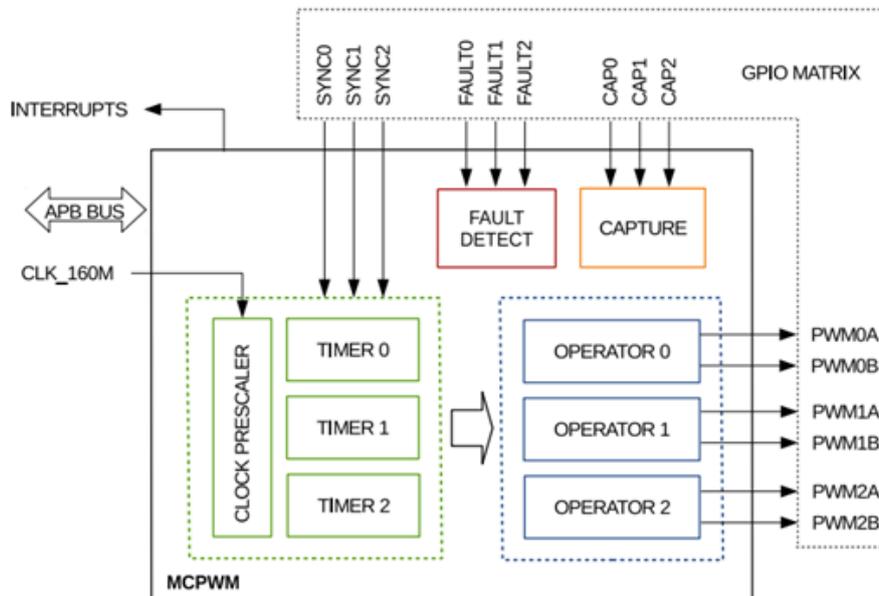
gpio_config_t io_conf;
io_conf.intr_type = (gpio_int_type_t)GPIO_PIN_INTR_DISABLE;
io_conf.mode = GPIO_MODE_OUTPUT;
io_conf.pin_bit_mask = (1ULL<<16); //16 é entrada analg. da fase 1
io_conf.pull_down_en = GPIO_PULLDOWN_ENABLE;
io_conf.pull_up_en = GPIO_PULLUP_DISABLE;
gpio_config(&io_conf);
}

```

Sendo impedida a comutação de dois interruptores bidirecionais simultaneamente, a implementação da modulação por largura de pulso senoidal é aplicada mediante ao

periférico Motor Control Pulse Width Modulation (MCPWM) do ESP-32®. A Figura 34 mostra sua estrutura.

Figura 34 – Periférico Motor Control PWM



Fonte: (ESPRESSIF, 2021)

Esse periférico destina-se ao controle de motores e potência, fornecendo seis saídas PWM que podem ser configuradas para operar em diversas topologias. Uma topologia comum usa um par de PWM saídas que acionam uma ponte H para controlar a direção e velocidade de rotação do motor (ESPRESSIF, 2021).

Cada módulo do microcontrolador possui duas unidades de MCPWM, denominadas MCPWM0 e MCPWM1; as unidades para esta função são compostas dos seus respectivos timers, operadores, captura e detectores de falta.

Neste momento é empregada a relação de complementariedade do periférico: se a tensão interceptada pelo amostrador pertencer ao semiciclo negativo, a saída MCPWMB atuará. Mas, caso a tensão pertencer ao semiciclo positivo, a saída MCPWMA atuará. Esta relação é obtida chamando a função `mcpwm_deadtime_enable(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, MCPWM_ACTIVE_HIGH_COMPLIMENT_MODE, 0, 0)`, que indica a utilização da unidade 0 do MCPWM, utilizando o *timer 0* para a realização da operação. E assim, pode ser realizada a modulação por largura de pulso proposta.

```
//Acionamento das GPIO's da tensão menor próxima
if (B11B== -1)
{
```

```
mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM0A, 16);
}

if(B21==1)
{
mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM0A, 27);
}

if(B31==1)
{
mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM0A, 13);
}

//Acionamento das GPIO's da tensão maior próxima
if(B11B==1)
{
mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM0B, 16);
}

if(B21==1)
{
mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM0B, 27);
}

if(B31==1)
{
mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM0B, 13);
};

mcpwm_config_t pwm_config;
pwm_config.frequency = 20000;
pwm_config.cmpr_a = errol;
pwm_config.cmpr_b = errol;
pwm_config.counter_mode = MCPWM_UP_COUNTER;
```

```
pwm_config.duty_mode = MCPWM_DUTY_MODE_0;  
mcpwm_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, &pwm_config);  
};
```

Concluindo as etapas de simulação e montagem do circuito, são realizados os ensaios para obtenção da função de transferência e para a análise de desempenho do conversor.

3.3 Ensaios Realizados

Os ensaios realizados para a modelagem matemática do conversor e seu respectivo teste de desempenho são realizados. Mediante ao ensaio ao degrau, foram coletados os dados necessários para o modelamento de sua função de transferência, que descreve sua dinâmica. Já o ensaio para o desempenho do conversor é realizado mediante a variação de velocidade e tensão de saída do gerador.

3.3.1 Ensaio ao Degrau

Como visto na Seção 2.2, a resposta ao degrau do sistema de controle deve mostrar o comportamento da planta no decorrer do tempo.

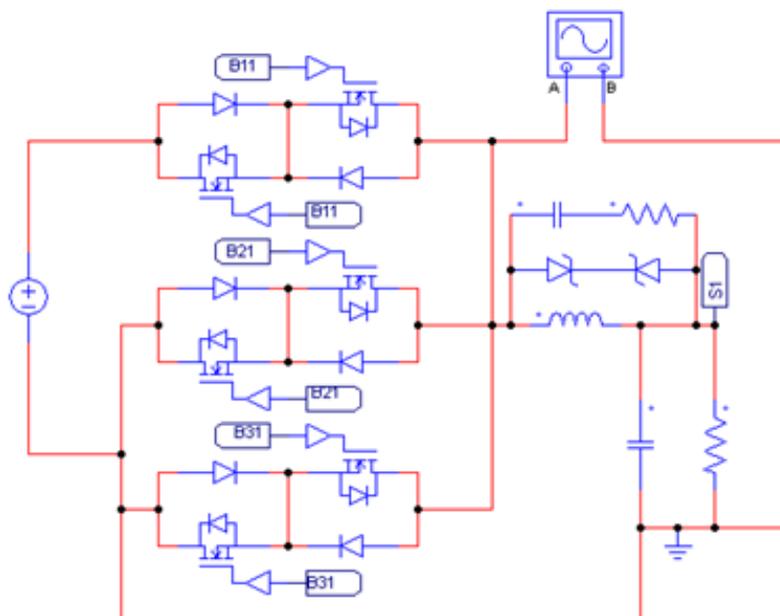
Para a obtenção do polinômio característico que descreve a dinâmica do conversor matricial, deve ser alimentada uma das suas fases com corrente contínua e as demais fases devem ser curto-circuitadas para o negativo da fonte, juntamente com a saída do conversor, como indicado na Figura 35.

A fonte de alimentação do circuito, regulada em 10V, é conectada ao circuito conforme a indicação para a obtenção do degrau. Então é conectado o terminal negativo da tensão de alimentação do sistema ao negativo do circuito e calibrado o osciloscópio para a interceptação do sinal. No instante em que o terminal positivo for conectado for conectado ao circuito, será realizado o chaveamento do interruptor de potência, obtendo a resposta ao degrau do conversor matricial.

É realizado o ensaio ao degrau mediante a conexão elétrica pelo motor-shield ao invés da fonte de 10V, pois dessa forma é garantido que o conversor matricial esteja em regime permanente de atuação para a interceptação do instante do chaveamento.

A partir do ensaio ao degrau, são obtidos os parâmetros de *overshoot*, tempo de

Figura 35 – Ligação do Conversor Matricial para o Ensaio ao Degrau



Fonte: Ilustração do autor, 2022

subida, tempo de acomodação e instante de pico da resposta, que são utilizados para a modelagem da função de transferência do conversor matricial.

3.3.2 Ensaio para Obtenção da Tensão Senoidal de Saída

Para a obtenção dos parâmetros referentes ao desempenho do conversor matricial, é realizado o ensaio em bancada para a simulação da variação da velocidade do vento utilizando a bancada da Electric Motors Workstation da Amatrol Figura 36, onde a máquina de corrente contínua da Baldor-Reliancer Figura 37 serviu de máquina primária para o gerador síncrono da Reuland Electric Company Figura 38.

Para a interligação do gerador síncrono ao conversor, foi utilizado o variador de tensão TSGC2 Figura 39.

Assim, são realizados os ensaios com as frequências de 45Hz, 60Hz e 75Hz e aferidos os valores de tensão e corrente de entrada e saída.

Figura 36 – Conjunto Motor-Gerador Utilizado



Fonte: Ilustração do autor, 2022

Figura 37 – Máquina de Corrente Contínua Empregada



Fonte: Ilustração do autor, 2022

Figura 38 – Máquina Síncrona Empregada



Fonte: Ilustração do autor, 2022

Figura 39 – Variac Trifásico Utilizado



Fonte: Ilustração do autor, 2022

4 APRESENTAÇÃO DA PESQUISA E ANÁLISE DOS RESULTADOS

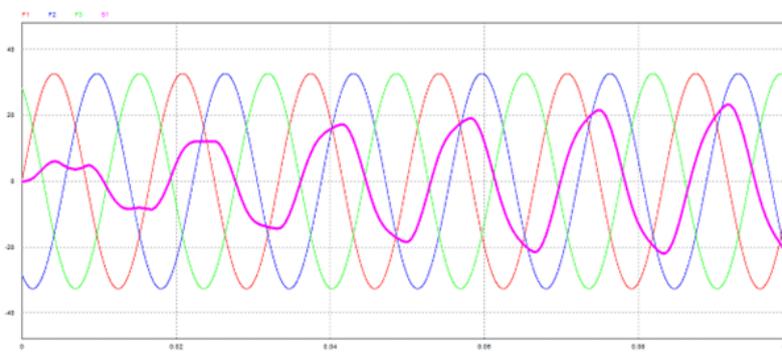
4.1 Resultados de Simulação

Os resultados de simulação foram obtidos mediante aos ensaios realizados na plataforma Psim. O primeiro resultado foi apresentado na Seção 3.1 (Procedimentos Teóricos e de Simulação), na Figura 21. Pode ser averiguado que enquanto um interruptor bidirecional for acionado, os demais deverão permanecer desligados.

A sintetização da tensão senoidal de saída pode ser verificada na Figura 40. A metodologia para a obtenção da referência do sistema de controle foi obtida de forma diferente da implementada no ESP-32.

Na plataforma de simulação Psim, foi declarado à rotina de código diretamente com a função "seno", sem a necessidade da formação de uma tabela de valores de seno, visto que o tempo de atuação do controlador no Psim não é interferido por fatores externos ao declarado inicialmente.

Figura 40 – Tensão de Saída Sintetizada em Simulação



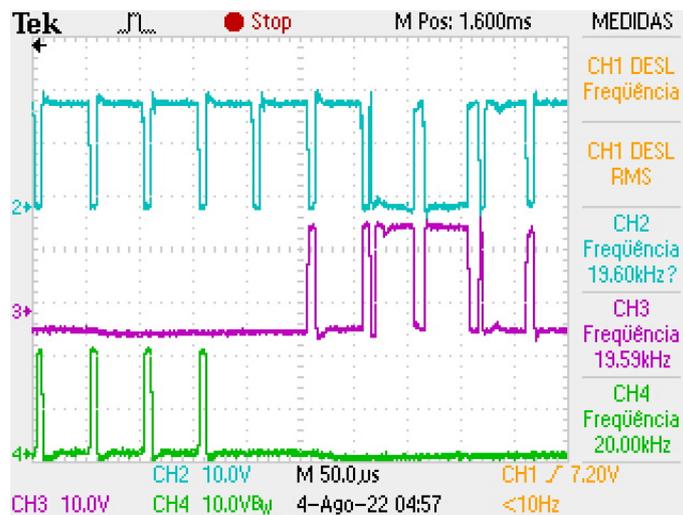
Fonte: Ilustração do autor, 2022

O leitor pode averiguar que os valores de pico da tensão sintetizada ocorre próximo às interseções das fases adjacentes, onde são interceptados, em valor absoluto, as menores diferenças entre as tensões de entrada e a sintetizada.

4.2 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos mediante aos ensaios em laboratório. Como primeiro resultado, é conveniente mostrar ao leitor a obtenção dos pulsos gerados para o chaveamento do conversor matricial, mostrado na Figura 41.

Figura 41 – Pulsos resultantes do Microcontrolador



Fonte: Ilustração do autor, 2022

A Figura 41 mostra que a rotina implementada para a ordem de chaveamento respeita a condição de unicidade dos pulsos a cada ciclo. O leitor pode verificar mediante a observação das formas de onda azul, roxa e verde, que representam respectivamente os pulsos das fases 1, 2 e 3 do conversor, a não ocorrência da condução simultânea: enquanto um interruptor bidirecional estiver em nível lógico alto, os demais estarão em nível lógico baixo.

4.2.1 Ensaio ao Degrau

Aqui serão apresentados os resultados ao degrau do conversor matricial realimentado. Com este ensaio, foi possível encontrar os parâmetros para a modelagem de sua função de transferência.

A Figura 42 mostra a resposta ao degrau do conversor quando submetido ao pulso de aproximadamente 10V. Os parâmetros são mostrados na Tabela 4.

Medições ao Degrau Experimental				
$t_r(s)$	$t_p(s)$	$t_s(s)$	$Overhoot(\%)$	ζ
80E-9	132E-9	524E-9	60	0.16

Tabela 4 – Parâmetros Obtidos na Resposta ao Degrau

Por meio dos dados obtidos no ensaio, foi modelada, no software MATLAB, a função de transferência que descreve a dinâmica do conversor matricial, expressada pela

Figura 42 – Resposta ao Degrau Obtida



Fonte: Ilustração do autor, 2022

Equação 29 e pode ser conferida graficamente na Figura 43.

$$G_{CM}(s) = \frac{5.814 \times 10^{14}}{s^2 + 7.74 \times 10^6 s + 5.814 \times 10^{14}} \quad (29)$$

O denominador da função de transferência mostra um par de polos complexos conjugados em $(-3.87 \times 10^6 + 2.38 \times 10^7 i)$ e $(-3.87 \times 10^6 - 2.38 \times 10^7 i)$.

O polo encontra-se ao semiplano esquerdo do plano complexo, indicando que o polinômio é estável para a faixa de frequência de chaveamento empregada.

Como característica de uma função de transferência do segundo grau, o polinômio possui componente oscilatória que decai exponencialmente até o regime permanente do sistema, como mostrado na Figura 43, que foi ajustada e obtida no software MATLAB com os parâmetros coletados no ensaio ao degrau.

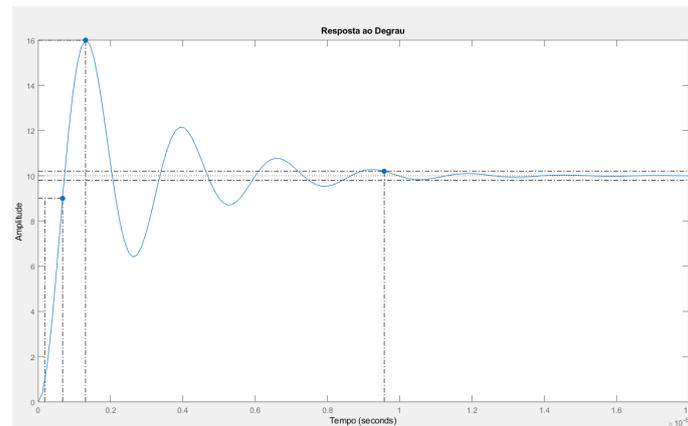
Foi obtida a resposta em frequência da função de transferência, a qual é mostrada na Figura 44. Analisando a margem de fase encontrada durante o modelamento, é possível verificar que o conversor matricial proposto possui estreita faixa de ganho até entrar na instabilidade em malha aberta.

É aparente o pico de ressonância da função de transferência, provocado pelo sobressinal, o qual pode ser atenuado mediante à ação da malha de controle.

Desta forma, munidos da obtenção da função de transferência, o diagrama de blocos que descreve a proposta para a aplicabilidade dos conversores matriciais a sistemas eólicos de baixa potência é mostrado na Figura 45.

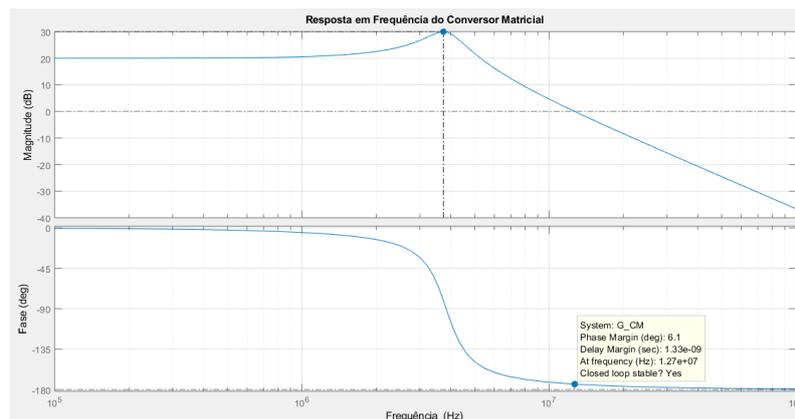
Conforme houver variação de velocidade do vento, a malha de controle atuará de

Figura 43 – Resposta ao Degrau do Conversor Matricial



Fonte: Ilustração do autor, 2022

Figura 44 – Resposta em Frequência do Conversor Matricial



Fonte: Ilustração do autor, 2022

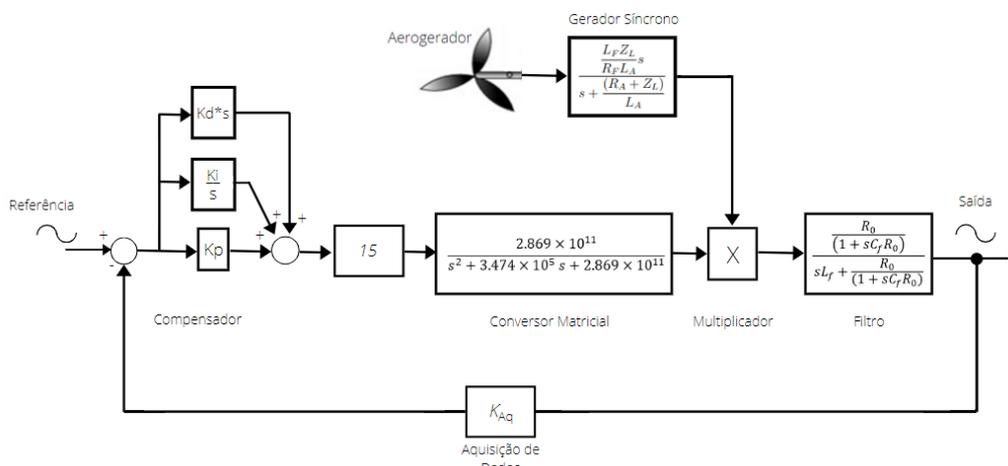
forma que a tensão senoidal de saída apresente cerca de 80% da tensão de entrada com frequência de 60Hz.

Para a realização do controle digital no microcontrolador, é necessário que a função de transferência modelada seja transformada para o *domínio-z*, isto é, a função de transferência deve ser discretizada.

A resposta em frequência nessa condição é mostrada pela Figura 46 e mostra que o microcontrolador empregado não é capaz de atuar em todas as frequências.

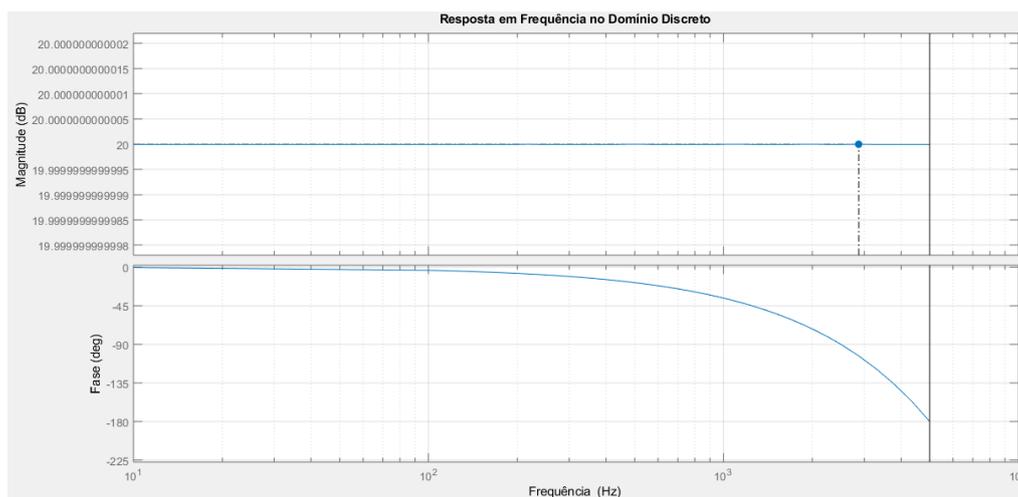
As operações realizadas pelo ESP-32 a cada 10 microssegundos, e diante da função transferência analisada em malha aberta pelo diagrama de Bode, o controlador não consegue atuar numa frequência de operação maior do que a limitada para o controle.

Figura 45 – Diagrama de Blocos do Sistema Proposto



Fonte: Ilustração do autor, 2022

Figura 46 – Resposta em Frequência do Conversor Matricial no Domínio Discreto



Fonte: Ilustração do autor, 2022

4.2.2 Ensaio de Variação de Velocidade do Vento

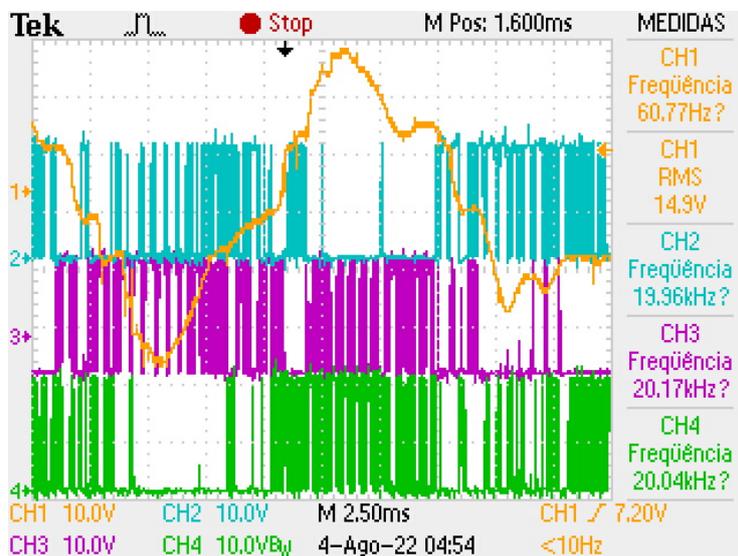
Nesta subseção, serão apresentados ao leitor os resultados obtidos durante os ensaios realizados para a sintetização da tensão senoidal na saída do conversor matricial.

São subdivididos os resultados na sintetização da tensão de saída com os ensaios às cargas de 120Ω , 54Ω e 35Ω .

Como introduzido no capítulo 2, o algoritmo empregado para a sintetização da tensão senoidal no conversor matricial garante a unicidade de condução, de forma que o interruptor comute sempre que as menores diferenças de tensão entre a referência e as tensões de entrada forem encontradas.

É mostrada a atuação dos pulsos rastreados para o chaveamento do conversor matricial na Figura 47.

Figura 47 – Atuação das Fases do Conversor para a Sintetização da Tensão de Saída



Fonte: Ilustração do autor, 2022

A Figura 47 mostra que o período da forma de onda senoidal sintetizada é formado pelas ações das fases do conversor que estarão nos níveis maiores próximos e menores próximos.

Para a formação do semiciclo negativo apresentado, majoritariamente, as fases 1 (em azul) e 2 (em roxo) comutam entre si. Já o semiciclo positivo mostra que há a contribuição majoritária das fases 2 e 3 (em verde) para sua formação.

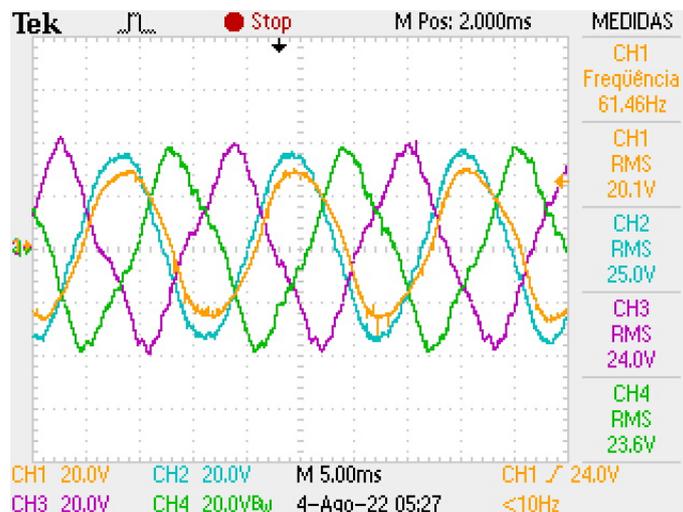
Pode ser observado na Figura 48, que os valores de pico positivo e negativo da tensão de saída ocorrem na interseção das fases de entrada, que são os instantes em que ocorrem as mudanças de tensões maiores próximas e menores próximas.

Esse resultado pode ser obtido pela metodologia de cálculo de *duty* implementada ou à razão cíclica fixa.

Para interpretação mais clara do comportamento do conversor e a respectiva explanação da atuação do controlador para a sintetização da saída senoidal, foi adotado o teste às razões cíclicas máxima, mínima e a 50%, parametrizando o microcontrolador para que a fase de tensão maior próxima seja a fase 1 de alimentação e a menor próxima seja a fase 2.

O leitor pode conferir que a tensão sintetizada é cerca de 83% da tensão de entrada de uma das fases do conversor, como explanado na Seção 2.3. O mesmo deverá ocorrer

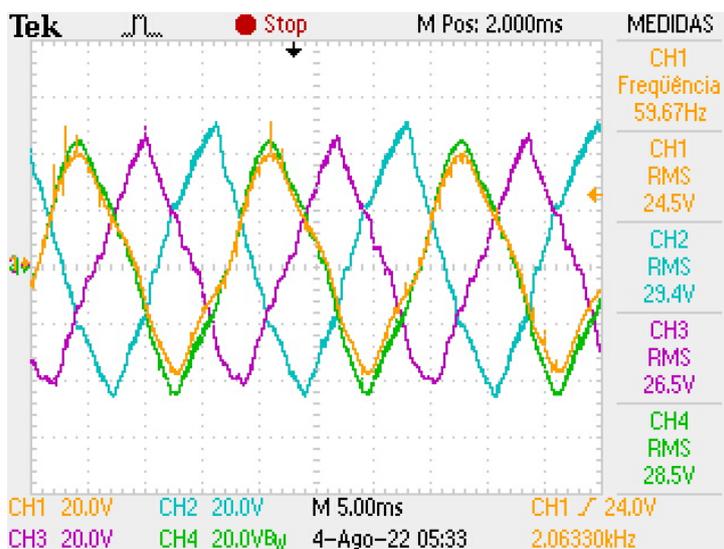
Figura 48 – Tensão de Saída à Razão Cíclica Fixa de 8%



Fonte: Ilustração do autor, 2022

quando o conversor for submetido à razão cíclica de 88%, como mostrado na Figura 49.

Figura 49 – Tensão de Saída à Razão Cíclica Fixa de 88%



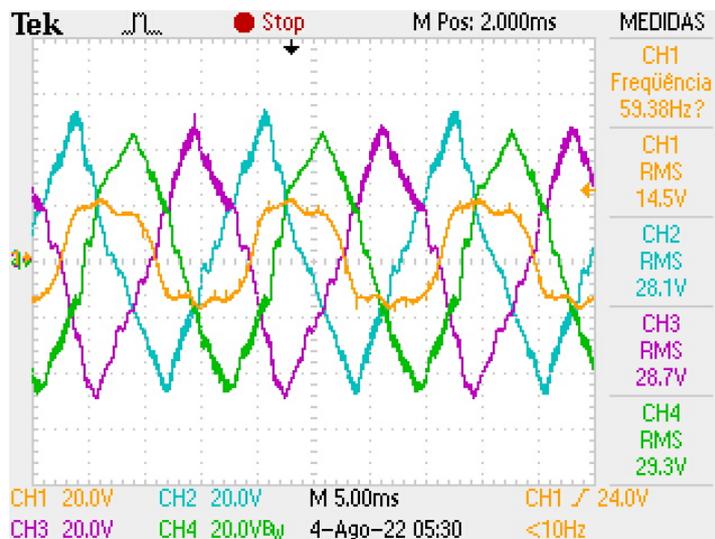
Fonte: Ilustração do autor, 2022

Analisando a forma de onda sintetizada, pode-se concluir que para as condições impostas ao conversor, os níveis maiores próximos e menores próximos de tensão estão nas fases 1 (azul) e 2 (roxo). Nesse regime, os interruptores bidirecionais relativos às fases de alimentação permanecerão comutando entre si para a obtenção da saída desejada.

Quando ensaiado à razão cíclica de 50%, o conversor apresenta a forma de onda da Figura 50, que é cerca de 50% da tensão de entrada.

Serão apresentados os resultados obtidos nos ensaios às cargas de 120Ω, 54Ω e

Figura 50 – Tensão de Saída à Razão Cíclica Fixa de 50%



Fonte: Ilustração do autor, 2022

26 Ω na Tabela 5, Tabela 6 e na Tabela 7, referente ao ensaio de variação de velocidade do gerador. Pode ser averiguado que a frequência de saída do conversor apresentou baixo desvio de 60Hz.

O ensaio realizado à carga de 120 Ω mostra eficiência relativamente menor comparado aos ensaios realizados em demais cargas. Porém, mostra boa proximidade no limite da razão da tensão de saída pela de entrada previsto na literatura.

Desempenho do Conversor Matricial à Carga de 120 Ω			
Parâmetros	$f_{in} : 45Hz$	$f_{in} : 60Hz$	$f_{in} : 75Hz$
Frequência de Saída [Hz]	58.82	61.43	60.34
Tensão Eficaz de Entrada [V]	23	21.6	29.1
Tensão Eficaz de Saída [V]	17.7	17.1	23.4
Corrente de Entrada [A]	0.48	0.66	1.02
Corrente de Saída [A]	0.148	0.145	0.195
Potência de Entrada [W]	11.04	14.25	29.70
Potência de Saída [W]	2.61	2.43	4.53
Eficiência	23%	17%	15%
V_{out}/V_{in}	77%	79%	80%
Desvio da Frequência	2%	1%	1%

Tabela 5 – Ensaio de Variação da Velocidade do Vento 120 Ω

O ensaio à carga de 54 Ω , realizado a um nível maior de tensão, mostra também boa proximidade do limite da razão de tensão. Porém, o ensaio à carga de 26 Ω , que apresenta o maior desvio da tensão sintetizada.

A baixa eficiência do conversor pode ser explicada pela expressividade das

Desempenho do Conversor Matricial à Carga de 54Ω			
<i>Parâmetros</i>	$f_{in} : 45Hz$	$f_{in} : 60Hz$	$f_{in} : 75Hz$
Frequência de Saída [Hz]	59.74	60.39	61.88
Tensão Eficaz de Entrada [V]	31.1	30	32
Tensão Eficaz de Saída [V]	19.9	24.4	24
Corrente de Entrada [A]	1.08	1.8	1.56
Corrente de Saída [A]	0.37	0.45	0.44
Potência de Entrada [W]	34.66	11.02	10.66
Potência de Saída [W]	7.33	11.02	0.21
Eficiência	21%	20%	21%
V_{out}/V_{in}	61%	81%	75%
Desvio da Frequência	0.4%	0.6%	3%

Tabela 6 – Ensaio de Variação da Velocidade do Vento à Carga de 54Ω

Desempenho do Conversor Matricial à Carga de 26Ω			
<i>Parâmetros</i>	$f_{in} : 45Hz$	$f_{in} : 60Hz$	$f_{in} : 75Hz$
Frequência de Saída [Hz]	60.39	60.53	61.43
Tensão Eficaz de Entrada [V]	31.2	33.3	33.6
Tensão Eficaz de Saída [V]	17.8	22.2	21.3
Corrente de Entrada [A]	1.8	2.4	2.16
Corrente de Saída [A]	0.68	0.84	0.14
Potência de Entrada [W]	56.16	79.92	72.57
Potência de Saída [W]	12.11	18.84	17.34
Eficiência	21%	23%	23%
V_{out}/V_{in}	57%	66%	63%
Desvio da Frequência	0.6%	0.9%	2.3%

Tabela 7 – Ensaio de Variação da Velocidade do Vento à Carga de 26Ω

componentes harmônicas que surgem quando o variador de tensão alimenta o conversor que modula a tensão à 20 kHz.

Somado à baixa tensão de operação permitida pelo MOSFET, o conversor modulado por largura de pulso injeta harmônicos nas fases do gerador, que são as mesmas usadas para a alimentação do conversor matricial e sintetização da saída desejada.

A Figura 54 respectiva mostra que as componentes harmônicas de altas ordens sendo geradas no conversor e intensificando as que são existentes pela impedância do variador de tensão e do gerador.

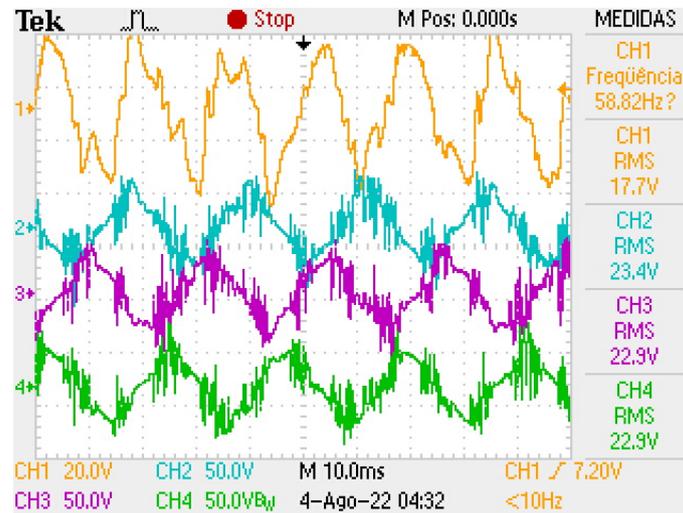
Então, somado ao fator do conversor gerar harmônicos de alta ordem, a sua alimentação também possui componentes harmônicas, como pode ser visto na Figura 55.

Dessa forma, o controlador apresentará dificuldade em tratar o sinal adequadamente, o que culmina na saída distorcida do conversor, indicando que a atuação do filtro escolhido não foi o suficiente para a obtenção de uma sinal de baixa distorção,

sendo necessário, desta forma, outro método para filtragem.

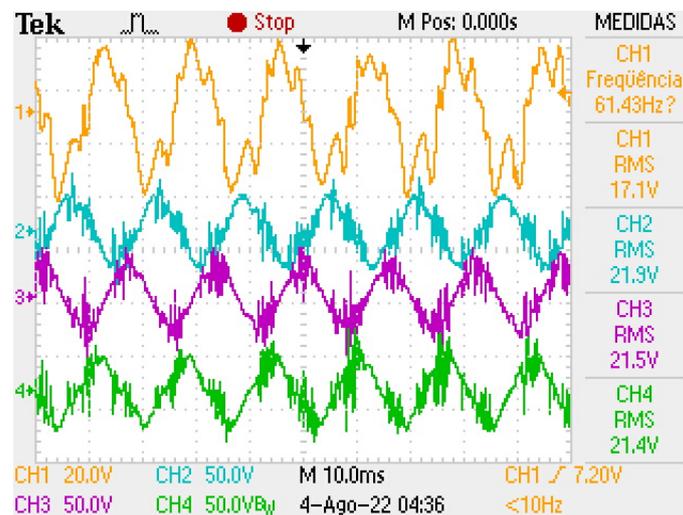
As formas de onda obtidas nos ensaios de variação de velocidade são mostrados na Figura 51, Figura 52 e na Figura 53.

Figura 51 – Tensão de Saída Frente às Tensões de Entrada à 45Hz



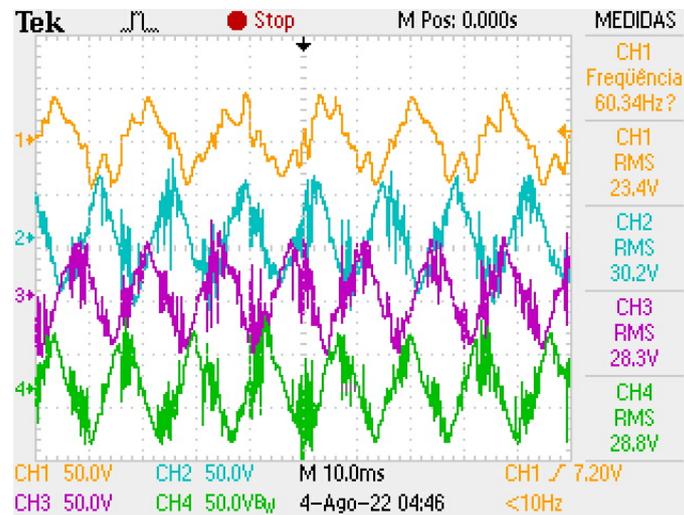
Fonte: Ilustração do autor, 2022

Figura 52 – Tensão de Saída Frente às Tensões de Entrada à 60Hz



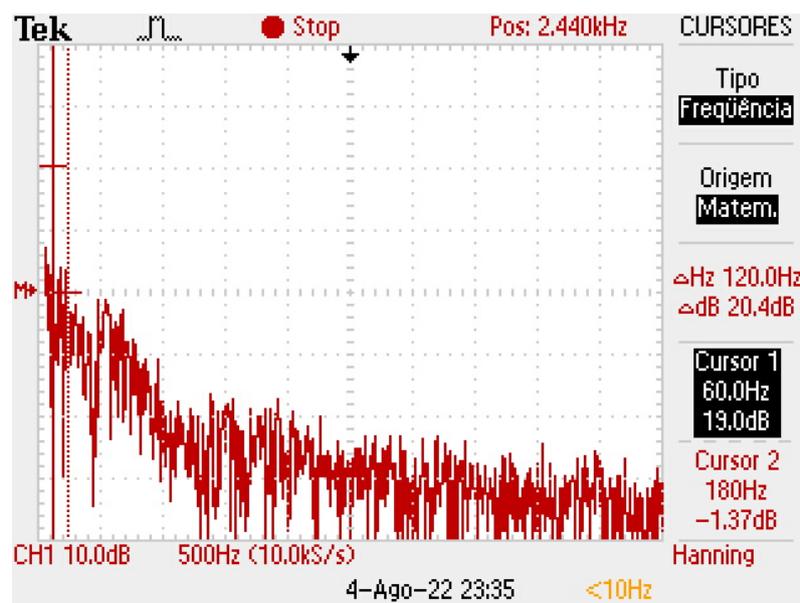
Fonte: Ilustração do autor, 2022

Figura 53 – Tensão de Saída Frente às Tensões de Entrada à 75Hz



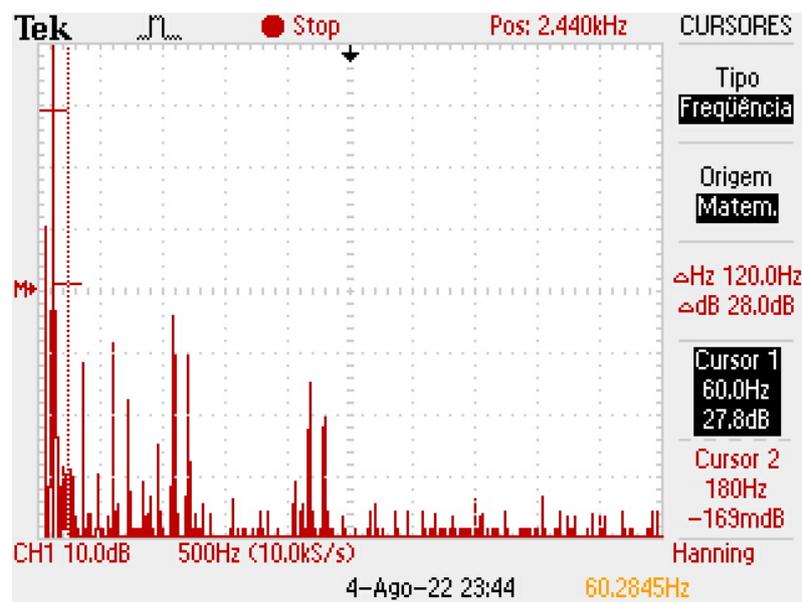
Fonte: Ilustração do autor, 2022

Figura 54 – Transformada Rápida de Fourier da Saída do Conversor



Fonte: Ilustração do autor, 2022

Figura 55 – Conteúdo Harmônico das Fases do Entrada sem o Conversor



Fonte: Ilustração do autor, 2022

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O impacto que a eletrônica de potência e os sistemas digitais possuem nos sistemas de geração de energia é claro e possui grande relevância no processamento da energia transformada de uma fonte primária, garantindo maior eficiência em seu aproveitamento.

Essa vantagem se apresenta graças a miniaturização e popularização dos microcontroladores, atuando de forma a incrementar a velocidade e precisão no processamento de sinais analógicos e digitais em malhas fechadas.

Porém, em virtude do valor inicial investido em sistemas de aproveitamento eólicos residenciais ser mais elevado que o valor de um sistema fotovoltaico, sua subutilização ainda é uma realidade, o que pode ser entendido como um problema de custo e tecnologia disponível no mercado para seu aproveitamento energético.

Assim, o presente trabalho teve como objetivo o estudo e confecção de um protótipo de conversor matricial, que é empregado em aerogeradores de grande porte, para emprego à baixas potências.

Como resultados de um primeiro estudo dos conversores matriciais aplicados à aerogeradores residenciais, foram implementadas suas diretrizes de funcionamento: a busca dos menores níveis de tensão para a obtenção da tensão alternada em sua saída, sendo estudada a função de transferência que rege sua dinâmica, explicitando os seus limites de estabilidade.

Juntamente a isto, foram realizados os ensaios de variação de tensão e velocidade do gerador para testes do desempenho da malha de controle empregada em diferentes cargas.

Os resultados obtidos durante a pesquisa mostram que para um estudo inicial têm-se bons resultados na sintetização dos pulsos que geram a tensão alternada na saída do conversor matricial, mostrando relações razoáveis entre a tensão sintetizada e as tensões de entrada.

Devido ao fato do conversor possuir baixa tensão nominal de operação, pela utilização de um gerador de baixa potência acoplada ao variador de tensão e, somado à técnica de modulação aplicada, a tensão sintetizada apresenta alto grau de distorção harmônica que impediu a atuação coerente e efetiva da malha de controle da tensão.

A atuação não adequada do controlador contribuiu para a baixa eficiência do processamento da energia elétrica injetada. Mas para a obtenção de maior qualidade da energia elétrica entregue à carga, deverão ser empregados filtros mais robustos, realizar

ajustes no algoritmo e elevar a tensão de trabalho do protótipo, para que sua componente fundamental seja mais expressiva perante as demais.

Todavia, no geral os resultados mostram-se satisfatórios para o primeiro estudo para o emprego de conversores matriciais, na topologia proposta, em sistemas eólicos de baixa potência, mostrando que o conversor estático proposto possui potencial para ser empregado como dispositivo de conversão estática de energia em aerogeradores residenciais, visto que respondem de forma satisfatória às variações de carga e velocidade impostas.

A contribuição com a Engenharia de Energia pode ser inserida no contexto que o controle, a modulação e o processamento de energia contribuem amplamente e ativamente para a eficiência energética dos processos de conversão.

Como fora exposto, uma das problemáticas do presente trabalho consiste em realizar os primeiros testes para a viabilização de uma tecnologia empregada em geradores eólicos de grande porte, sendo esperado que esse estudo possibilite novos estudos e testes para a chegada de um conversor matricial, de baixo custo e alta eficiência, no mercado da geração distribuída, substituindo a topologia atual utilizada para a adequação de tensão e frequência em sistemas eólicos.

Algumas dificuldades foram encontradas durante o estudo e para a confecção do protótipo do conversor matricial modulado por largura de pulso, dentre elas, pode-se citar a restrita literatura disponível sobre os seus procedimentos teóricos e práticos. Assim, foram necessários maiores esforços para que o funcionamento geral do conversor fosse compreendido. Consequentemente, houve dificuldade para a implementação de seu princípio de funcionamento: o código que permite a leitura, tratamento e controle das variáveis para se executar a sintetização desejada.

Atrelado a esse fato, está a limitação do microcontrolador utilizado. Os sistemas que envolvem a adequação de tensão e frequência exigem velocidades elevadas de resposta à distúrbios ao sistema.

Para que a velocidade de resposta do microcontrolador fosse otimizada foi necessário declarar algumas variáveis em baixo nível de programação, como é o exemplo da sintetização da referência dentro do microcontrolador: foi declarado ao microcontrolador uma tabela com valores hexadecimais, os quais são incrementados a cada ciclo para a sintetização de um semiciclo senoidal. O módulo escolhido para o controle permite a declaração direta da função "seno", porém, mais tempo seria necessário para a realização da tarefa. Tal fato comprometeria a ação da malha de controle frente às

perturbações.

Uma limitação do presente conversor matricial é a ausência do Phase Locked Loop (PLL), o qual é essencial para qualquer sistema de energia conectado à rede, pois esse algoritmo permite sua sincronia com o Sistema Elétrico Brasileiro.

Durante este primeiro estudo, a implementação do PLL não estava dentro dos objetivos, porém, será implementado em trabalhos futuros para a possibilitação da conexão do conversor à rede.

Um problema envolvendo maquinário também torna-se relevante a ser comentado: a máquina síncrona empregada não é de ímãs permanentes. Assim, foi necessário elevar ao máximo a corrente de excitação para que a injeção de harmônicos na modulação fosse reduzida, visto que sempre existirão harmônicos mais expressivos em máquinas de potência menor. Dessa forma, é recomendado o uso de filtros mais robustos para um sistema conectado à rede.

Assim, em trabalhos futuros, serão implementados ao conversor a malha de controle do PLL e de controle vetorial para a conexão do sistema eólico à rede. Filtros ativos para a atenuação das componentes harmônicas, para a melhoria da qualidade de energia consumida e injetada, também serão incluídos. Além, disso, serão incorporados interruptores bidirecionais que suportem maiores níveis de tensão, como IGBT's, para que o conversor possua níveis adequados de tensão para ser definitivamente empregado em sistemas de geração distribuída.

REFERÊNCIAS

- BABAEI, S. H. E.; GHAREHPETIAN, G. Three-phase to single-phase matrix converters: New topology based on new control method. **Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers**, Tabriz, Iran., v. 10, 2013.
- BALOGH, L. **Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits**. Tokyo Building 2-7-3, Marunouchi, Chiyoda-Ku, Tokyo, Japan, 2018.
- BARAKATI, S. M. Wind turbine systems: History, structure and dynamic model. In: ZOBAA, A. F.; BANSAL, R. (Ed.). **Handbook of Renewable Energy Technology**. Zahedan, Iran: World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 2011. v. 1, p. 21–51.
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA**. Florianópolis, SC: DSCE-FEEC-UNICAMP, 2008. 473 p.
- BRADASCHIA, F. **ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO ESCALAR GENERALIZADA PARA CONVERSORES MATRICIAIS**. 169 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Pernambuco, Março 2008.
- DAL-PUPO, A. **ESTUDO DE METODOLOGIAS DE PROJETO PARA FILTROS DE SAÍDA DE INVERSORES**. 102 p. Dissertação (Trabalho de Conclusão de Curso) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Pato Branco, 2015.
- DJAHBAR, A.; BENZIANE, B.; ZEGAOU, A. A novel modulation method for multilevel matrix converter. **Energy Procedia**, v. 50, n. 1876-6102, p. 988–998, 2014.
- ESPRESSIF. **Technical Reference Manual**. Shanghai, China, 2021.
- GYUGYI, L.; PELLY, B. R. Static power frequency changers: Theory, performance, and application. **John Wiley and Sons, Inc**, v. 1, 1976.
- MALVINO, A. P. **Eletrônica Vol.2**. 4. ed. São Paulo: Makron Books, 1995. 558 p. ISBN 85-346-0455-X.
- MALVINO, A. P.; BATES, D. J. **Eletrônica V.1**. 8. ed. Porto Alegre: AMGH Editora Ltda., 2016. 608 p. ISBN 9780073373881.
- MITSUBISHI. **Inverter School Text: Inverter Practical Course (FR-A800)**. Tokyo Building 2-7-3, Marunouchi, Chiyoda-Ku, Tokyo, Japan.
- MUÑOZ-CASTILLO, J. et al. Design of the input and output filter for a matrix converter using evolutionary techniques. **Applied Sciences**, México, n. DOI: 10.3390, p. 24, 2020.
- NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 7. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2020. 751 p. ISBN 978-85-216-3435-5.
- N.VENKATESH; REDDY, G. R. Application of matrix converter in wind energy conventional system employing pmsg. **IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSRJEEE)**, Índia, v. 1, n. 2278-1676, p. 22–29, 2012.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010. 809 p. ISBN 978-85-4301-375-6.

POMÍLIO, J. A. **Eletrônica de Potência**. Campinas, SP: DSCE-FEEC-UNICAMP, 2002. 250 p.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: Dispositivos, Circuitos e Aplicações**. 4. ed. São Paulo: Pearson Education, 2014. 853 p. ISBN 978-85-430-0594-2.

STARR, G. P. **Introduction to Applied Digital Control**. 2. ed. University of New Mexico: [s.n.], 2006. 183 p.

TOMM, F. L. et al. Hid lamp electronic ballast based on chopper converters. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 59, n. 4, p. 1799–1807, 2012.

ZOBAA, A. F.; BANSAL, R. **Handbook of Renewable Energy Technology**. 1. ed. Singapura: World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 2011. 851 p. ISBN 978-981-4289-06-1.

APÊNDICE A – CÓDIGO EM C IMPLEMENTADO NO PSIM

```

#include <Stdlib.h>
#include <String.h>

int g_nInputNodes=0;
int g_nOutputNodes=0;

//Geral
int k=0; //Contador de ciclos de PWM

double kp=1, ki=5, kd=0.001, F1, F2, F3;//Geral

//S1
double PWM1, integrador1=.02, erroAnt1=0;
double erro1, maior, menor, SB11, SB12, SB13;
double B11, B12, B13, S1;
// B11 = Bidirecional que interliga a S1 com F1

if (k*.0001<=t) { //Tempo de discretização
k++;

//Primeiro Braço referencia
double referencial=25*sin(6.3*60*t);
//Retifica todas as ondas ao semi-ciclo positivo:
    F1 = in[0];
    F2 = in[1];
    F3 = in[2];
    S1 = in[3];
// Primeira etapa =referencial S1
erro1=(referencial-S1);
integrador1+=erro1;
double derivativo1=(erro1-erroAnt1)/.0001;

```

```

erroAnt1=erro1;
erro1=erro1*kp+integrador1*ki+derivativo1*kd;
erro1+= referencial;
if ( (erro1>(F1*.95))&(erro1>(F2*.95))&(erro1>(F3*.95)) ) {
    if ((F1>F2)&(F1>F3)) {
        erro1=F1*.95;
        integrador1=F1*.95;
    } else {
        if ((F2>F1)&(F2>F3)) {
            erro1=F2*.95;
            integrador1=F2*.95;
        } else {
            erro1=F3*.95;
            integrador1=F3*.95;
        };
    };
};

if ( (erro1<(F1*.95))&(erro1<(F2*.95))&(erro1<(F3*.95)) ) {
    if ((F1<F2)&(F1<F3)) {
        erro1=F1*.95;
        integrador1=F2*.95;
    } else {
        if ((F2<F1)&(F2<F3)) {
            erro1=F2*.95;
            integrador1=F2*.95;
        } else {
            erro1=F3*.95;
            integrador1=F2*.95;
        };
    };
};

};
// --Primeira Bidirecional maior próxima--
B11=0;

```

```

B12=0;
B13=0;
if ( (F1>=erro1)&( (F2<erro1)|(F2>F1)) &( (F3<erro1)|(F3>F1))) {
    maior=F1;
    B11=1;
} else {
// --Segunda Bidirecional maior próxima
    if ( (F2>erro1)&( (F1<erro1)|(F1>F2)) &( (F3<erro1)|(F3>F2))) {
        maior=F2;
        B12=1;
    } else {
// --Se não é a Primeira, nem a Segunda,
só pode ser a Terceira Bidirecional
maior próxima
        maior=F3;
        B13=1;
    };
};

// --Primeira Bidirecional menor próxima
if ( (F1<erro1)&( (F2>erro1)|(F2<F1)) &( (F3>erro1)|(F3<F1))) {
    menor=F1;
    B11=-1;
} else {
// --Segunda Bidirecional menor próxima
    if ((F2<erro1)&( (F1>erro1)|(F1<F2)) &( (F3>erro1)|(F3<F2))) {
        menor=F2;
        B12=-1;
    } else {
        menor=F3;
        B13=-1;
    };
};

// ----- PWM da Fase S1 -----

```

```

if (maior<=menor) maior=menor+.1;
if (maior<referencial) maior=referencial+.1;
if (menor>=maior) menor=maior-.1;
if (menor>referencial) menor=referencial-.1;
erro1=((erro1-menor)/(maior-menor));
};
/--Gera PWM - Microcontrolador seria por Hardware --

PWM1+=0.03;///  
//.03 é escalar da frequência
if (PWM1>1) PWM1=0;
if (PWM1<erro1) {
    SB11=0;
    if (B11==-1) SB11=10;
    SB12=0;
    if (B12==-1) SB12=10;
    SB13=0;
    if (B13==-1) SB13=10;
}else{
    SB11=0;
    if (B11==1) SB11=10;
    SB12=0;
    if (B12==1) SB12=10;
    SB13=0;
    if (B13==1) SB13=10;

/--Atualiza saídas 1--
};
out[0]=SB11;
out[1]=SB12;
out[2]=SB13;

```

APÊNDICE B – CÓDIGO EM C IMPLEMENTADO NO MICROCONTROLADOR

```
#include "driver/mcpwm.h"

#include "\emph{soc/mcpwm_~reg.h"}

#include "\emph{soc/mcpwm_~struct.h"}

#include "driver/gpio.h"

#define refA 39 // Entrada da tensão analógica de referencia
#define refB 36
#define refC 35
#define outA 34 //Saída do Gerador

static byte WaveFormTable[80] = {
    // Sin wave
    0x00, 0x03, 0x06, 0x0A, 0x0D, 0x11, 0x14, 0x18,
    0x1B, 0x1E, 0x22, 0x25, 0x28, 0x2B, 0x2E, 0x31,
    0x34, 0x37, 0x39, 0x3C, 0x3E, 0x41, 0x43, 0x45,
    0x47, 0x49, 0x4B, 0x4D, 0x4E, 0x50, 0x51, 0x53,
    0x54, 0x55, 0x55, 0x56, 0x57, 0x57, 0x57, 0x57,
    0x57, 0x57, 0x57, 0x57, 0x56, 0x55, 0x55, 0x54,
    0x52, 0x51, 0x50, 0x4E, 0x4D, 0x4B, 0x49, 0x47,
    0x45, 0x43, 0x41, 0x3E, 0x3C, 0x39, 0x36, 0x34,
    0x31, 0x2E, 0x2B, 0x28, 0x25, 0x21, 0x1E, 0x1B,
    0x18, 0x14, 0x11, 0x0D, 0x0A, 0x06, 0x03, 0x00,
};

byte k=0;
unsigned kc=1; //Contador de ciclos
```

```

#define passo 104 // tempo de ciclo em microsegundos

unsigned long t, TnegativoF1k, TnegativoF1kc,
acumuladorF1, acumuladorF2, acumuladorF3, acumuladorS1;

int kp=2, ki=4, kd=0.01;

int F1, F2, F3, erro1, referencia, maior, menor,
integrador1=(300<<12), derivativo1, proporcional,
erroAnt1=0;

unsigned medio=0, MedioS1=0;

double erro1percentual=0;

int B11B, B21, B31, S1; // Interruptores Bidirecionais

unsigned MaxRefA=0, MinRefA=4095, MedioRefA, MaxRefB=0,
MinRefB=4095, MedioRefB, MaxRefC=0, MinRefC=4095,
MedioRefC, MedioRefS1, fIn=0;

bool negativoF1=false, negativoF2, negativoF3;

void setup() {
    Serial.begin(115200);
    while (!Serial);
    // Digital - Analogico
    sigmaDeltaSetup(0, 312500);
    //attach pin 18 to channel 0
    sigmaDeltaAttachPin(19,0);
    //initialize channel 0 to off
    sigmaDeltaWrite(0, 0);
    while (kc<8192) {

```

```

    acumuladorF1+=analogRead(refA);
    acumuladorF2+=analogRead(refB);
    acumuladorF3+=analogRead(refC);
    acumuladorS1+=analogRead(outA);
    kc++;
};
    acumuladorF1=acumuladorF1<<6;
    acumuladorF2=acumuladorF2<<6;
    acumuladorF3=acumuladorF3<<6;
    acumuladorS1=acumuladorS1<<6;
    moving_average();
    kc=1;
    Serial.print("FreqF1= Medio= ");
    Serial.println("MaxRef= MinRef= F3= ");
    integrador1=(300<<12);
}

```

```

void loop() {
    F1 = analogRead(refA);
    F2 = analogRead(refB);
    F3 = analogRead(refC);
    S1 = analogRead(outA);

    if(MaxRefA < F1 ) MaxRefA=F1;
    if(MinRefA > F1 ) MinRefA=F1;

    if(MaxRefB < F2 ) MaxRefB=F2;
    if(MinRefB > F2 ) MinRefB=F2;

    if(MaxRefC < F3 ) MaxRefC=F3;
    if(MinRefC > F3 ) MinRefC=F3;

    moving_average();// Comentado se o Teste for em fonte CC
}

```

```

while (passo*(k+(kc*160))>=micros()) { };
k++;
if (k>160) {
    kc++;
    k=0;
    MaxRefA--;
    MaxRefB--;
    MaxRefC--;
    MinRefA++;
    MinRefB++;
    MinRefC++;
};

//Enquanto o acumulador não chegar em 32 bits, será
feito o offset de F1 e ele rastreará os pontos onde ela
passa por zero.
    if ((F1<(MedioRefA-(MaxRefA/8)))&(!negativoF1))
    {
        TnegativoF1k=k;
        TnegativoF1kc=kc;
        negativoF1=true;

} else {
if ((F1>(MedioRefA+(MaxRefA/8)))&(negativoF1))
{
            negativoF1=false;
        };
    };
S1=S1-MedioRefS1;
F1=F1-MedioRefA; //F1-=MedioRefA;
F2=F2-MedioRefB;
F3=F3-MedioRefC;

//k=40; //teste no pico da senoide para verificação da

```

```

malha fechada de controle ---- k=120;

//Primeiro Braço referencia
if (k<80) { referencia=WaveFormTable[k]; }
if (k>79) { referencia=(-WaveFormTable[(159-k)]); }

errol=(50*referencia)-S1;

proporcional=errol*kp;
integrador1+=(errol*ki)>>12;
derivativo1=(errol-erroAnt1)*kd;
erroAnt1=errol;
errol=((proporcional)+(integrador1)+(derivativo1));

if ((errol>(F1-(F1>>4)))&(errol>(F2-(F2>>4)))&
(errol>(F3-(F3>>4)))){

if ((F1>F2)&(F1>F3)) {
errol=F1-(F1>>4);
if (((integrador1)>>12)>(F1)) integrador1 = F1;

} else {
if ((F2>F1)&(F2>F3)) {
errol=F2-(F2>>4);
if (((integrador1)>>12)>(F2)) integrador1 = F2;

} else {
errol=F3-(F3>>4);
if(((integrador1)>>12)>(F3)) integrador1 = F3;
};
};

};

if ( (errol<(F1-(F1>>4)))&(errol<(F2-(F2>>4)))&

```

```

(errol<(F3-(F1>>4))) ) {

if ((F1<F2)&(F1<F3)) {
errol=F1-(F1>>4);
if (((integrador1)>>12)<(F1)) integrador1 = F1;

} else {
if ((F2<F1)&(F2<F3)) {
errol=F2-(F2>>4);
if (((integrador1)>>12)<(F1)) integrador1 = F2;

} else {
errol=F3-(F3>>4);
if (((integrador1)>>12)<(F1)) integrador1 = F3;
};
};
};

// ----- Primeira Bidirecional maior próxima
B11B=0;
B21=0;
B31=0;
if ((F1>=errol)&( (F2<errol)|(F2>F1) )&((F3<errol)|(F3>F1))) {
    maior=F1;
    B11B=1;
} else {

// ----- Segunda Bidirecional maior próxima
    if ((F2>errol)&( (F1<errol)|(F1>F2) )&( (F3<errol)|(F3>F2))) {
        maior=F2;
        B21=1;
    } else {

// -----Terceira Bidirecional maior próxima

```

```

        maior=F3;
        B31=1;
    };

};

// ----- Primeira Bidirecional menor próxima
if ((F1<erro1)&((F2>erro1)|(F2<F1))&((F3>erro1)|(F3<F1))){
    menor=F1;
    B11B=-1;
} else {
// ----- Segunda Bidirecional menor próxima
    if ((F2<erro1)&((F1>erro1)|(F1<F2))&((F3>erro1)|(F3<F2))){
        menor=F2;
        B21=-1;
    } else {
        menor=F3;
        B31=-1;
    };
};

// ----- PWM da Fase S1 -----

// Tensão mínima entre as duas fases mais próximas
if (maior<=menor) maior=menor+2;
else {
    if (menor>=maior) menor=maior-2;
}
if (maior<erro1) maior=erro1;
if (menor>erro1) menor=erro1-1;

erro1=(100*(erro1-menor)/(maior-menor));

// Teste de razão cíclica fixa

```

```

//B11B=1;
//B21=0;
//B31=-1;
//erro1=8--50--88;
//----- ajusta PWM - -----
if(erro1>88)
{
    erro1=88;
}
if (erro1<8)
{
    erro1=8;
}

if(B11B==0)
{
    gpio_config_t io_conf;
    io_conf.intr_type = (gpio_int_type_t)GPIO_PIN_INTR_DISABLE;
    io_conf.mode = GPIO_MODE_OUTPUT;
    io_conf.pin_bit_mask =
    io_conf.pull_down_en =GPIO_PULLDOWN_ENABLE;
    io_conf.pull_up_en = GPIO_PULLUP_DISABLE;
    gpio_config(&io_conf);
}
if(B21==0)
{
    gpio_config_t io_conf;
    io_conf.intr_type = (gpio_int_type_t)GPIO_PIN_INTR_DISABLE;
    io_conf.mode = GPIO_MODE_OUTPUT;
    io_conf.pin_bit_mask = (1ULL<<27);
    io_conf.pull_down_en = GPIO_PULLDOWN_ENABLE;
    io_conf.pull_up_en = GPIO_PULLUP_DISABLE;
    gpio_config(&io_conf);
}
if(B31==0)
{

```

```

gpio_config_t io_conf;
io_conf.intr_type = (gpio_int_type_t)GPIO_PIN_INTR_DISABLE;
io_conf.mode = GPIO_MODE_OUTPUT;
io_conf.pin_bit_mask = (1ULL<<13);
io_conf.pull_down_en = GPIO_PULLDOWN_ENABLE;
io_conf.pull_up_en = GPIO_PULLUP_DISABLE;
gpio_config(&io_conf);
}

```

```

mcpwm_deadtime_enable(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0,
MCPWM_ACTIVE_HIGH_COMPLIMENT_MODE, 0, 0);

```

```

if(B11B== -1)
{
    mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM0B, 16);
    //inicialização do PWM em cada porta do motor control
    SAINDO O SINAL NO PINO 16
}
if(B21== -1)
{
    mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM0B, 27);
    //inicialização do PWM em cada porta do motor control
    SAINDO O SINAL NO PINO 27
}
if(B31== -1)
{
    mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM0B, 13);
    //inicialização do PWM em cada porta do motor control
    SAINDO O SINAL NO PINO 13
}

```

```

if(B11B==1)
{
    mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM0A, 16);
}

```

```

//inicialização do PWM em cada porta do motor control
SAINDO O SINAL NO PINO 16
}
if(B21==1)
{
mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM0A, 27);
//inicialização do PWM em cada porta do motor control
SAINDO O SINAL NO PINO 27
}
if(B31==1)
{
mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM0A, 13);
//inicialização do PWM em cada porta do motor control
SAINDO O SINAL NO PINO 13
};
mcpwm_config_t pwm_config;
pwm_config.frequency = 20000;
pwm_config.counter_mode = MCPWM_UP_COUNTER;
pwm_config.duty_mode = MCPWM_DUTY_MODE_0;
pwm_config.cmpr_a = erro1;
pwm_config.cmpr_b = erro1;
mcpwm_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, &pwm_config);
};

void moving_average() {

acumuladorF1+=int32_t(int32_t((F1<<19)-acumuladorF1)>>15);
MedioRefA = acumuladorF1>>19;

acumuladorF2+=int32_t(int32_t((F2<<19)-acumuladorF2)>>15);
MedioRefB = acumuladorF2>>19;

acumuladorF3+=int32_t(int32_t((F3<<19)-acumuladorF3)>>15);
MedioRefC = acumuladorF3>>19;

```

```
    acumuladorS1+=int32_t(int32_t((S1<<19)-acumuladorS1)>>15);  
    MedioRefS1 = acumuladorS1>>19;  
  
};
```