

**CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS
CAMPUS TIMÓTEO**

Laura Braga Araújo

**IMPLEMENTAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO POR
LARGURA DE PULSO PARA CHAVEAMENTO DE CONVERSORES
DE PEQUENO PORTE**

Timóteo

2018

Laura Braga Araújo

**IMPLEMENTAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO POR
LARGURA DE PULSO PARA CHAVEAMENTO DE CONVERSORES
DE PEQUENO PORTE**

Monografia apresentada à Coordenação de Engenharia de Computação do Campus Timóteo do Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia de Computação.

Orientador: Rodrigo Gaiba de Oliveira

Timóteo

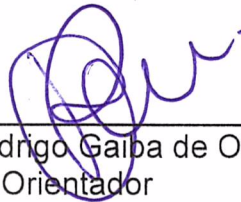
2018

Laura Braga Araújo

IMPLEMENTAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO PARA CHAVEAMENTO DE CONVERSORES DE PEQUENO PORTE

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia de Computação do Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, campus Timóteo, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro de Computação.

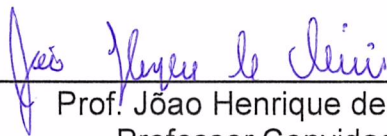
Trabalho aprovado. Timóteo, 09 de Julho de 2018:



Prof. Rodrigo Galba de Oliveira
Orientador



Prof. Elder de Oliveira Rodrigues
Professor Convidado



Prof. João Henrique de Oliveira
Professor Convidado

Timóteo
2018

Dedico à
Deus, aos meus pais
e ao meu esposo Willian.

Agradecimentos

Agradeço em primeiro lugar a Deus, por sempre me abençoar e guiar meus passos ao longo desta jornada. O caminho foi longo e árduo, mas cada batalha travada Ele venceu por mim. Sem Ele a concretização desse sonho não aconteceria.

Agradeço a minha família, base de tudo em minha vida. Primeiramente aos meus pais, Josi e Nil, por todo o apoio e incentivo, por tantos sacrifícios que fizeram em prol da minha felicidade. Sem eles eu nada seria e não chegaria até aqui. Agradeço também as minhas irmãs, Luíza e Júlia, pela amizade e por dividirem comigo tantos momentos felizes.

Agradeço a meu esposo, Willian, pelos seis anos de companheirismo, apoio, amor e compreensão.

Agradeço aos meus amigos, Guilherme, Rhaynara e Bruna, por todos os momentos bons e ruins que compartilhamos, e por tornarem essa caminhada mais leve e feliz.

Agradeço também ao meu orientador, Rodrigo, por toda a paciência, ajuda, suporte e por estar sempre presente e disposto a me ajudar.

Enfim, agradeço a todas as pessoas que de alguma forma contribuíram para que este trabalho fosse realizado.

*“Talvez não tenha conseguido fazer o melhor, mas lutei para que o melhor fosse feito.
Não sou o que deveria ser, mas Graças a Deus, não sou o que era antes”.*
Marthin Luther King

Resumo

Este trabalho investiga o comportamento das técnicas de modulação por largura de pulso senoidal, vetorial e descontínua em um inversor de tensão trifásico de dois níveis em relação ao nível de distorção harmônica total, aproveitamento da tensão do barramento de corrente contínua e perdas por comutação. Qualidade da energia entregue para a rede e máximo aproveitamento da potência produzida são características desejáveis em sistemas de geração distribuída de energia interconectados à rede de distribuição. A partir da observação de que inversores de tensão participam ativamente do processo de interligação entre os dois sistemas, e de que a escolha da estratégia de modulação que acionará tal inversor pode afetar o desempenho geral do mesmo, evidenciou-se a necessidade da realização deste trabalho. Para tanto, implementou-se as três técnicas através do software de simulação Matlab/Simulink em um modelo de acionamento de inversor trifásico conectado à rede de distribuição. As simulações foram usadas para comparar as técnicas em relação aos critérios previamente explicitados. Além disso, implementou-se as três técnicas de forma experimental em um processador digital de sinais TMS 320F28335 da *Texas Instruments* e coletou-se os resultados através de um osciloscópio. Os resultados de simulações indicaram que a técnica vetorial apresentou melhores resultados nos aspectos de distorção harmônica total e melhor aproveitamento da tensão do barramento de corrente contínua do que as duas outras estratégias. Já no quesito perdas por comutação, a estratégia descontínua apresentou melhores resultados do que as outras duas técnicas. Conclui-se que a técnica de modulação vetorial se mostrou mais adequada para atender aos requisitos de projeto desejados no cenário de geração distribuída de energia.

Palavras-chave: modulação por largura de pulso, inversor de tensão, processador digital de sinais.

Abstract

This paper investigates the behavior of sinusoidal, space vector and discontinuous pulse width modulation techniques applied in a two-level three-phase voltage source inverter based on the total harmonic distortion rates, DC-link voltage utilization and switching losses criteria. Delivering quality energy to the network and maximum power utilization are two desirable features in grid-connected distributed generation systems. This paper's development is justified by considering that voltage source inverters play an important role in establishing the two systems communication, and taking into account that the modulation strategy chosen to drive such inverter might affect its general performance. For this purpose, the three techniques were implemented in a grid-connected inverter drive model through Matlab/Simulink software. Simulations were used to compare the techniques by the above listed criteria. Furthermore, experiments were performed in a digital signal processor TMS 320F28335 from Texas Instruments and the results were collected by oscilloscope. Simulation results indicate that the space vector technique presented better results in the total harmonic distortion and dc-link utilization aspects than the other two strategies. Considering the switching losses aspect, the discontinuous strategy showed better results than the other two. In conclusion, space vector technique fulfilled the requisites desired by the distributed generation scenario in a more satisfactory way.

Keywords: pulse width modulation, voltage source inverter, digital signal processor.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Sistema distribuído	14
Figura 2 – Inversor trifásico de dois níveis	15
Figura 3 – Sinal de referência senoidal v_a^* e sinal da triangular v_{tri} na parte (a). Pulsos PWM resultantes da comparação entre v_a^* e v_{tri} na parte (b)	23
Figura 4 – Teoria de vetores espaciais	24
Figura 5 – Diagrama de Blocos injeção sequência zero	25
Figura 6 – Conexão do inversor com a rede zero	28
Figura 7 – Malha de controle de corrente	29
Figura 8 – Sinal de referência SVPWM com injeção de sinal de sequência zero	32
Figura 9 – Sinal de referência DPWM1 com injeção de sinal de sequência zero	32
Figura 10 – Sinal de referência SPWM e sinal da portadora na parte (a). Pulsos PWM gerados pela comparação de referência e portadora na parte (b)	33
Figura 11 – Sinal de referência SVPWM com injeção de sinal de sequência zero e sinal da portadora na parte (a). Pulsos PWM gerados pela comparação de referência e portadora na parte (b)	33
Figura 12 – Sinal de referência DPWM1 com injeção de sinal de sequência zero e sinal da portadora na parte (a). Pulsos PWM gerados pela comparação de referência e portadora na parte (b)	34
Figura 13 – Diagrama de blocos ePWM	36
Figura 14 – Modos de contagem para o ePWM	38
Figura 15 – Período e frequência do submódulo time-base	38
Figura 16 – Forma de onda senoidal pura e sinal de sequência zero da técnica SVPWM	42
Figura 17 – Forma de onda senoidal pura e sinal de sequência zero da técnica DPWM1	42
Figura 18 – Forma de onda da técnica SVPWM	43
Figura 19 – Forma de onda da técnica DPWM1	43
Figura 20 – Forma de onda das técnicas SVPWM e DPWM1	44
Figura 21 – Pulsos gerados pela técnica SVPWM	44
Figura 22 – Pulsos gerados pela técnica DPWM1	45
Figura 23 – Pulsos gerados pelas técnicas SVPWM e DPWM1	45
Figura 24 – Modelo inversor conectado à rede Simulink	46
Figura 25 – Controle de corrente	47
Figura 26 – Modelo SVPWM Simulink	48
Figura 27 – Modelo DPWM1 Simulink	48
Figura 28 – Corrente de fase SPWM	49
Figura 29 – Corrente de fase SVPWM	49
Figura 30 – Corrente de fase DPWM1	50
Figura 31 – FFT corrente de fase SPWM	50
Figura 32 – FFT corrente de fase SVPWM	51
Figura 33 – FFT corrente de fase DPWM1	51

Figura 34 – Referência de V_a do SPWM	53
Figura 35 – Potência ativa sintetizada pelo SPWM	53
Figura 36 – Referências de V_a e $V_{a_}$ do SVPWM	54
Figura 37 – Potência ativa sintetizada pelo SVPWM	54
Figura 38 – Referências de V_a e $V_{a_}$ do DPWM1	55
Figura 39 – Potência ativa sintetizada pelo DPWM1	55
Figura 40 – Referências de V_a e $V_{a_}$ do SVPWM com índice de modulação 1	56
Figura 41 – Potência ativa sintetizada pelo SVPWM com índice de modulação 1	57
Figura 42 – Esquema de ligação do DSP com o filtro RC	64

Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros simulação - Matlab	30
Tabela 2 – Sinais de saída ePWM	35
Tabela 3 – Registradores para configurar ePWM	36
Tabela 4 – Possíveis ações dos registradores do submódulo action qualifier	39
Tabela 5 – Parâmetros experimento	41
Tabela 6 – Parâmetros simulação - Simulink	47
Tabela 7 – Resumo espectro de harmônicos por técnica até frequência 50.000 Hz . . .	52
Tabela 8 – Potência ativa sintetizada e índice de modulação alcançado por técnica PWM	52
Tabela 9 – Resumo do número de pulsos executados em um período de 0,03 segundos	57

Lista de abreviaturas e siglas

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CPWM	Continuous Pulse Width Modulation
CSI	Current Source Inverter
DPWM	Discontinuous Pulse Width Modulation
DSP	Processador Digital de Sinais
ePWM	Enhanced Pulse Width Modulation
FFT	Fast Fourier Transform
GD	Geração Distribuída
IDE	Integrated Development Environment
PWM	Pulse Width Modulation
RC	Resistivo e Capacitivo
RL	Resistivo e Indutivo
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
THD	Distorção Harmônica Total
VSI	Voltage Source Inverter

Sumário

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Objetivos	16
1.2	Justificativa	17
1.3	Estrutura do Texto	17
2	MATERIAIS E MÉTODOS	18
3	ESTADO DA ARTE	20
4	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	23
4.1	SPWM	23
4.2	PWM com adição de sinal de sequência zero	24
4.2.1	SVPWM	25
4.2.2	DPWM1	26
4.3	Índice de Modulação	26
4.4	Ciclo de Trabalho	27
4.5	Distorção Harmônica Total - THD	27
4.5.1	Fast Fourier Transform - FFT	27
4.6	Controle do Conversor do Lado da Rede Elétrica	28
5	DESENVOLVIMENTO	30
5.1	Simulação Matlab	30
5.2	Experimento	35
5.2.1	Registradores TBPRD e TBCTL	37
5.2.1.1	Modo de Contagem Crescente	37
5.2.1.2	Modo de Contagem Decrescente	37
5.2.1.3	Modo de Contagem Crescente-Decrescente	37
5.2.2	Registradores AQCTLA e CMPA	39
5.2.3	Resultados Experimentais	41
5.3	Simulação Simulink	46
5.4	Distorção Harmônica Total - THD	49
5.5	Aproveitamento da tensão do barramento CC	52
5.6	Perdas por Comutação	57
6	CONCLUSÃO	58
6.1	Resultados	58
6.2	Considerações e limitações	59
6.3	Trabalhos futuros	59

REFERÊNCIAS 60

APÊNDICE A – IMAGENS COMPLEMENTARES 64

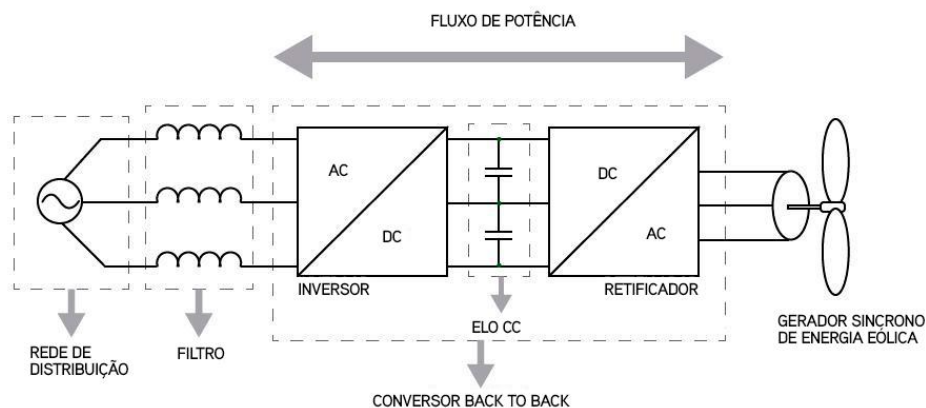
1 Introdução

A produção em larga escala de energia elétrica de maneira convencional e centralizada tem trazido preocupações em relação aos impactos causados ao meio ambiente, fazendo crescer o interesse pela utilização de fontes renováveis de energia, tais como a luz solar e o vento (HOLMES et al., 2006). Por outro lado, a geração distribuída (GD) pode ser definida como a geração elétrica que é feita junto ou próximo das cargas e não é dependente de tecnologia, potência e fonte de energia (INEE, 2004). As fontes renováveis são particularmente adequadas para sistemas de GD, porém geralmente produzem uma tensão variável de saída, que é dependente das mudanças nas condições de operação (HOLMES et al., 2006).

No Brasil, para que seja possível estabelecer a interligação entre a GD e a rede de distribuição, é necessário que sejam atendidas as especificações definidas por códigos de rede internacionais e nacionais, sendo o (ANEEL, 2006) um deles. Estes códigos definem os critérios que precisam ser satisfeitos por parte dos envolvidos no processo de geração de energia, a fim de manter a estabilidade da rede elétrica (OLIVEIRA, 2009). Assim, em grande parte dos casos um sistema conversor de potência será necessário para condicionar a tensão de saída do gerador, transformando-a em uma tensão de magnitude constante, sendo este sistema de conversão especialmente importante nos casos em que a GD será conectada à rede elétrica (HOLMES et al., 2006).

Uma configuração comum de sistema conversor, utilizada especialmente em aplicações de conversão de energia eólica, é conhecida como configuração back-to-back (IVANQUI, 2014). Nesta, o gerador se conecta com a rede de distribuição através de dois conversores estáticos, sendo o conversor do lado do gerador chamado de retificador, e o conversor do lado da rede conhecido como inversor, e ambos se conectam através de um elo CC (IVANQUI, 2014). Esta configuração, bem como o esquema de conexão entre a GD e a rede de distribuição é representada na Figura 1.

Figura 1 – Sistema distribuído de geração eólica conectado à rede.

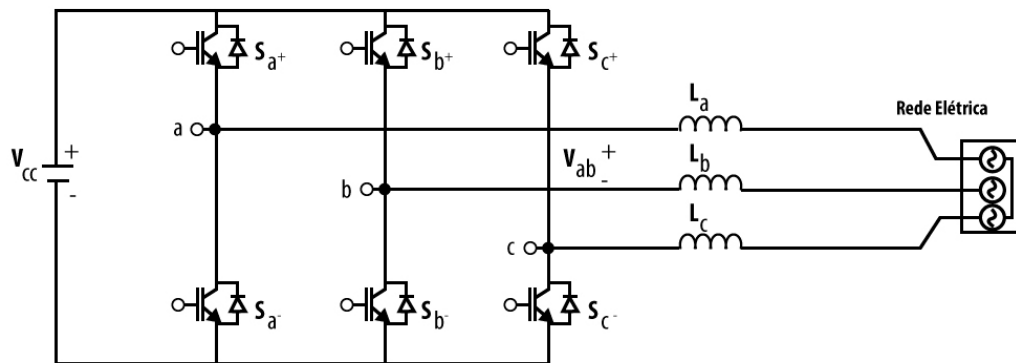


Fonte: adaptada de (IVANQUI, 2014).

Os inversores são dispositivos que tem a capacidade de transformar uma fonte de energia em corrente contínua (CC) para uma fonte de energia em corrente alternada (CA), permitindo ainda realizar o controle da tensão e da frequência fundamental de saída (SAMPALAO, 2010). Uma das aplicações dos inversores se dá em sistemas de geração de energia a partir de fontes renováveis, como a eólica e a energia solar fotovoltaica (ERICKSON; MAKSYMOWICZ, 2001).

A alimentação destes inversores pode ser realizada através de uma fonte de tensão CC (VSI – Voltage Source Inverter) ou através de uma fonte de corrente CC (CSI - Current Source Inverter), e os mesmos podem ser implementados em topologias monofásicas e trifásicas (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). Os inversores VSI são os mais utilizados (AHMED, 2000). O inversor a ser utilizado neste trabalho pode ser visto na Figura 2, sendo este um inversor convencional trifásico de dois níveis.

Figura 2 – Inversor trifásico de dois níveis.



Fonte: adaptada de (HAVA; ÇETIN, 2011).

Os inversores possuem chaves semicondutoras que ligam e desligam a fonte CC com a carga na saída do inversor de maneira alternada, fazendo surgir uma forma de onda retangular de tensão CA (AHMED, 2000). Porém, a forma de onda senoidal é a ideal para a maioria das aplicações (AHMED, 2000). Para que a saída do inversor se aproxime ao máximo de uma senoide alguns métodos podem ser utilizados, dentre os quais encontra-se a modulação por largura de pulso (pulse width modulation – PWM) (AHMED, 2000; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

A PWM representa uma das mais populares técnicas utilizadas no acionamento de inversores eletrônicos de potência (AHMED, 2000). Seu princípio de funcionamento consiste em abrir e fechar as chaves semicondutoras do inversor com uma frequência constante, fazendo com que a tensão média de saída seja controlada e modulada pelo período de tempo em que as chaves estão fechadas, ou seja, transferindo potência (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). PWM senoidal (SPWM), PWM vetorial (SVPWM) e PWM descontínuo (DPWM) são algumas das estratégias de modulação por largura de pulso mais empregadas (LEE; HSIEH, 2014), e a técnica de modulação escolhida afeta diretamente o desempenho do inversor (POMILIO, 1998).

Essas técnicas de modulação visam melhorar alguns aspectos no funcionamento do conversor, como por exemplo, diminuir as taxas de distorção harmônicas, aumentar o aproveitamento da tensão do elo CC, e reduzir as perdas por comutação (UMASHANKAR et al., 2016; HARIRAM; MARIMUTHU, 2005). Algumas destas estratégias enfocam o seu funcionamento na utilização de altas frequências de comutação, impulsionando os harmônicos contidos na tensão de saída do inversor para as frequências mais altas possíveis. Essa técnica tem a vantagem de diminuir os harmônicos de corrente na saída do inversor, porém resultará numa elevada frequência de comutação, e consequentemente em acentuadas perdas por comutação. Assim, a escolha da frequência de comutação do inversor deve ser feita com cuidado, e os métodos de modulação que conseguem encontrar frequências apropriadas de chaveamento apresentam menores perdas por comutação (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). Por outro lado, outras estratégias PWM direcionam seus esforços para o objetivo de alcançar o maior aproveitamento possível da tensão do elo CC, aumentando assim a eficiência em relação à potência processada pelo inversor (UMASHANKAR et al., 2016).

Microprocessadores e processadores digitais de sinal (digital signal processors - DSP) podem ser utilizados para gerar os sinais PWM (LESAN; DOUMBIA; SICARD, 2009). Estes são configurados de fábrica com estratégias de modulação extremamente simples, não considerando critérios relevantes como eficiência em relação à potência processada pelo conversor e a qualidade da energia fornecida para a rede de distribuição. Diante deste cenário, evidencia-se a necessidade de identificar a estratégia de modulação a ser utilizada no microprocessador para que o mesmo contribua para o desempenho satisfatório do inversor.

1.1 Objetivos

Identificar a estratégia de modulação a ser embarcada em um processador digital de sinais que apresente o melhor desempenho em relação a alguns aspectos, tais como o máximo aproveitamento da potência processada pelo conversor e o fornecimento de energia com taxas mínimas de distorção harmônica para a rede de distribuição, sendo os objetivos específicos:

- Investigar e identificar uma abordagem de implementação simplificada das técnicas de modulação SPWM, SVPWM e DPWM1;
- Simular estratégias de modulação por largura de pulso e analisar comparativamente os resultados em termos de número de comutações realizadas pelas chaves do inversor;
- Implementar estratégias de modulação por largura de pulso em um processador digital de sinais;
- Simular um ambiente de acionamento de inversor conectado à rede de distribuição por meio das estratégias PWM, e analisar comparativamente os resultados em termos de aproveitamento da tensão do elo CC e distorção harmônica total.

1.2 Justificativa

A geração distribuída pode ter um papel fundamental para nações em desenvolvimento que possuem um sistema de abastecimento precário. Isso porque ela permite intermediar a utilização de fontes alternativas na produção de energia elétrica por um investimento consideravelmente menor do que os necessários para gerar energia através de tecnologias convencionais (HOLMES et al., 2006).

No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL publicou as resoluções normativas (ANEEL, 2012) e (ANEEL, 2015), permitindo que o consumidor brasileiro gere energia elétrica através de fontes renováveis para seu consumo, permitindo ainda que o excedente seja fornecido para a rede de distribuição através de um sistema de compensação de créditos. Dentre os principais objetivos para este incentivo à geração distribuída, pode-se citar o baixo impacto ambiental, a diversificação da matriz energética nacional e a possibilidade de protelar investimentos para expandir os sistemas de transmissão e distribuição (ANEEL, 2017). Diante de tais estímulos, deve-se investir no estudo e aperfeiçoamento de todas as etapas da integração da energia produzida através da GD com a rede de distribuição, a fim de contribuir para a estabilidade da rede elétrica.

Um dos fatores mais importantes para que este objetivo seja alcançado reside em fazer escolhas apropriadas em relação à estratégia de modulação a ser utilizada no inversor. Consequentemente, a análise, avaliação e implementação dessas estratégias mostra-se necessária a fim de otimizar todo o processo de conexão da GD com a rede de distribuição.

1.3 Estrutura do Texto

Este trabalho está organizado em 6 capítulos, os quais são listados sucintamente abaixo:

- O capítulo 1 aborda a contextualização e o problema de pesquisa, bem como a justificativa e objetivos para a realização deste trabalho;
- O capítulo 2 trata sobre os materiais e métodos utilizados no desenvolvimento do trabalho;
- O capítulo 3 apresenta um breve estado da arte sobre trabalhos já existentes na mesma área de pesquisa;
- O capítulo 4 discorre sobre a fundamentação teórica da pesquisa, onde os principais conceitos necessários para o entendimento do trabalho são abordados e esclarecidos;
- O capítulo 5 expõe detalhes sobre todas as etapas de desenvolvimento deste trabalho;
- O capítulo 6 apresenta as conclusões e principais resultados obtidos através deste trabalho, apontando algumas de suas limitações e direcionando algumas possibilidades de trabalhos futuros baseados em tais limitações.

2 Materiais e Métodos

Simulou-se a estratégia de modulação SPWM, cuja implementação se dá através da abordagem escalar. Nesta abordagem, três ondas de referência senoidais são comparadas a um sinal de portadora triangular, gerando os pulsos que comandarão as chaves do inversor (BLASKO, 1996; HAVA; KERKMAN; LIPO, 1999). Simulou-se também as técnicas SVPWM e DPWM1 e escolheu-se novamente a abordagem escalar, relatada no trabalho de (HAVA; ÇETIN, 2011), onde uma componente de sequência zero é calculada e somada às ondas de referência senoidais puras para, por fim, serem comparadas ao sinal da portadora. Os detalhes sobre essa abordagem são descritos na seção 4.

Utilizou-se o software Matlab R2014a para realizar tais simulações. Coletou-se os resultados a fim de validar se os padrões de sinal modulante das estratégias foram criados corretamente, bem como analisar o número de pulsos executados por cada uma em um mesmo período de tempo. Os resultados foram obtidos executando-se a função 'plot' do Matlab e analisando-se os gráficos produzidos.

Na sequência, implementou-se as estratégias PWM citadas em um microcontrolador TMS320F28335 Delfino, da Texas Instruments. Os códigos produzidos nas simulações anteriores, os códigos de exemplo disponibilizados na plataforma controlSUITE da Texas Instruments e os guias de referência do módulo ePWM de tal DSP (INSTRUMENTS, 2004; INSTRUMENTS, 2006) direcionaram a programação e implementação experimental das técnicas PWM. Manteve-se a abordagem PWM escalar explicitada anteriormente para o cenário da implementação experimental.

Utilizou-se a linguagem de programação C e o ambiente de desenvolvimento integrado (IDE) Code Composer Studio 6.1.0, para realizar a programação do DSP. Coletou-se os resultados experimentais em laboratório por meio de um osciloscópio Tektronix TDS 2002B, a fim de validar se os padrões de sinal modulante das estratégias foram gerados corretamente. A relação de pinos do DSP usados para coletar as imagens são citados na seção 5.2. Conectou-se os pinos de saída ePWM de interesse a um filtro do tipo resistivo capacitivo (RC) a fim de obter o sinal modulante característico de cada técnica.

Por fim, as simulações foram replicadas através da ferramenta de modelagem Simulink com algumas modificações, representando desta vez um ambiente parcial de geração distribuída, onde um inversor trifásico de dois níveis foi conectado à rede de distribuição trifásica e foi acionado pelas técnicas PWM. O objetivo de tais simulações foi o de realizar uma análise comparativa entre as estratégias em relação a dois critérios:

- Distorção harmônica total de corrente de saída do conversor;
- Aproveitamento da tensão do elo CC.

Nesse novo modelo, as tensões trifásicas de referência ideais foram substituídas por

uma rede elétrica. Outra alteração necessária foi a realização do controle de corrente pela teoria dq , a qual não é abordada neste trabalho, e que produziu ao final de seu processo as tensões trifásicas de referência para as técnicas PWM. Conectou-se um filtro do tipo resistivo indutivo (RL) entre o inversor e a rede, e o conversor foi alimentado por uma fonte CC ideal.

Os resultados foram analisados em termos de THD por meio da ferramenta FFT Analysis Tool, acessada através do bloco Powergui. Com respeito ao aproveitamento da tensão do elo CC, utilizou-se o bloco Power (3ph, Instantaneous) para analisar e comparar a potência ativa produzida por cada estratégia.

3 Estado da Arte

De acordo com (WU et al., 2011), embora os VSI convencionais sejam altamente eficientes em geral, existe uma pressão para reduzir as perdas de potência, principalmente porque dissipar o calor gerado através dessas perdas representa uma parcela significativa do custo do inversor. As perdas de potência no inversor dependem da estrutura PWM selecionada para controlar as comutações das chaves semicondutoras (WU et al., 2011). Diversas estratégias PWM vem sendo desenvolvidas, e as mesmas podem ser classificadas de uma maneira geral como PWM contínuo (CPWM) e PWM descontínuo (DPWM) (WU et al., 2011; NGUYEN et al., 2011). Em CPWM, o sinal de modulação é um sinal contínuo variável no tempo, exemplos dos quais incluem o SPWM e o SVPWM (WU et al., 2011).

Diante deste cenário, as estratégias PWM existentes vêm sendo aperfeiçoadas a fim de atingir um ou mais dos seguintes objetivos (BELKHEIRI et al., 2015):

- Apresentar uma melhor utilização do elo CC;
- Diminuir distorções harmônicas totais (THD);
- Facilidade de implementação.

Ainda segundo (VIVEK; BISWAS, 2017), os parâmetros a serem observados ao realizar a escolha de uma estratégia PWM são:

- A utilização do elo CC;
- O conteúdo harmônico permitido na forma de onda de tensão de saída;
- Que a técnica de modulação apresente o mínimo de perdas por comutação.

O método SVPWM foi desenvolvido com o objetivo de aumentar a utilização do elo CC em comparação com a técnica de modulação SPWM (WU et al., 2011). De acordo com o trabalho realizado por (AHMED; ALI, 2013) o método SVPWM gera formas de onda de corrente e tensão com menos distorções e apresenta maior utilização do elo CC em comparação com a estratégia SPWM. A estrutura SVPWM é bastante popular devido a sua facilidade de implementação de forma digital, melhor utilização do elo CC e por apresentar baixas taxas de THD (VIVEK; BISWAS, 2017; GUNASEKARI; DHANALAKSHMI; RAJA, 2016). Porém, de acordo com (LI et al., 2016) apesar de a técnica SVPWM oferecer um desempenho de harmônicos satisfatório e possuir um aproveitamento de tensão maior do que as estratégias de modulação convencionais, ele traz consigo maiores perdas por comutação do que outras técnicas de modulação modernas.

Ainda, a implementação convencional do SVPWM requer um grande número de operações matemáticas, reduzindo assim a velocidade máxima com que o SVPWM pode ser

executado em microprocessadores (GARCÍA; PINTO., 2011). No trabalho realizado por (GARCÍA; PINTO., 2011) foi proposta a implementação de uma estrutura SVPWM simplificada que reduz o número de operações matemáticas e aumenta a velocidade de execução do SVPWM em DSPs. Outras simplificações ainda podem ser encontradas na literatura, como a pesquisa de (BLASKO, 1997). De acordo com tal estudo a abordagem escalar, que consiste na implementação da estratégia SPWM com a injeção de uma componente de sequência zero aos sinais de referência, é equivalente à estratégia SVPWM. Embora ambas as estratégias forneçam o mesmo padrão de pulsos, a abordagem escalar é de mais fácil implementação pois a complexidade envolvida é menor (BLASKO, 1997).

Em contrapartida, o principal objetivo das estratégias DPWM é o de reduzir perdas por comutação (LIU; XIN; LIU, 2017). Esses métodos alcançam este objetivo através da redução da quantidade de vezes que as comutações são realizadas (LIU; XIN; LIU, 2017). Ainda segundo (LEE; CHOI; LEE, 2012), ao se utilizar uma técnica DPWM, as perdas por comutação são reduzidas e são obtidas melhores características harmônicas na situação de se utilizar um índice de modulação alto quando comparado a um inversor utilizando CPWM. As estratégias DPWM têm sido amplamente propostas no meio acadêmico ao longo dos anos, mas estes são raramente utilizados em inversores comerciais porque ainda há algumas questões práticas, tais como estabilidade da corrente de modo comum e balanceamento do ponto de neutro (LIU; XIN; LIU, 2017).

Alguns estudos na literatura procuram resolver estes e outros problemas que podem ser encontrados nas estratégias DPWM, como por exemplo o trabalho de (LIU; XIN; LIU, 2017) que propõe uma estratégia DPWM adaptativa que apresentou características de estabilidade melhores para o caso de índice de modulação baixo do que os métodos DPWM convencionais.

Existem ainda alguns estudos que tem por objetivo realizar uma análise comparativa entre as estratégias SVPWM e DPWM. No trabalho realizado por (LI et al., 2016), aplicado a um motor síncrono à ímãs permanentes, é proposta a comparação em relação às perdas por comutação entre as técnicas DPWM e SVPWM, realizando simulações e apresentando resultados experimentais para concluir que o DPWM apresenta menos perdas por comutação do que o SVPWM (LI et al., 2016). Outro resultado obtido a partir deste estudo foi o de que a frequência de comutação pode ter um aumento de 50% utilizando o DPWM em comparação com o SVPWM diante das mesmas condições de perdas por comutação (LI et al., 2016).

Já o trabalho apresentado por (WU et al., 2011) realizou uma investigação em relação às perdas no VSI trifásico projetado para controlar um motor de indução. Ele realizou comparações entre as estratégias SPWM, SVPWM e DPWM, concluindo que o DPWM é o método de escolha. Estas técnicas PWM foram implementadas utilizando um Arranjo de Portas Programáveis em Campo (FPGA) e simulados no PSICE. Ele separa as perdas por comutação das perdas por condução e também considera os efeitos de diferentes variantes do DPWM nas perdas do inversor, concluindo que de uma forma geral o DPWM apresenta menores perdas como consequência do reduzido número de transições de comutação.

Ainda no trabalho de (ZHAN et al., 2008) é feito um estudo comparativo sobre as perdas obtidas em um motor de indução trifásico diante do uso de diferentes esquemas de modu-

lação PWM, realizando simulações e experimentos. Os resultados indicaram que embora as diferentes estratégias PWM possam ter efeitos benéficos em termos de estratégia de controle ou eficiência do inversor em si, provavelmente não há um impacto significativo no desempenho do motor. Porém, os resultados foram obtidos a partir de um motor pequeno (2.2kW) com uma indutância relativamente alta, e estas conclusões devem ser consideradas válidas apenas para máquinas de tamanho similar.

Outros estudos como o apresentado por (BHATTACHARYA; MASCARELLA; JOOS, 2014) propõe a combinação das estratégias SVPWM e DPWM para uma aplicação na área automotiva a fim de diminuir perdas por comutação, obter maior aproveitamento do elo CC, obter maior aproveitamento da potência produzida, entre outros objetivos. Para tal, é utilizado um inversor trifásico dual ao invés de um inversor convencional de dois níveis. Hora o inversor utiliza o SVPWM e hora utilizada o DPWM, dependendo das circunstâncias as quais o inversor estiver submetido a fim de explorar os aspectos positivos de cada estratégia. Os resultados são analisados e foram obtidas respostas satisfatórias em relação às perdas por comutação e redução das ondulações de corrente no capacitor.

Por fim, nos estudos realizados por (REDDY; ISHWARYA, 2012; HAVA; ÇETIN, 2011) são apresentadas duas abordagens PWM escalares genéricas para VSIs trifásicos de dois níveis, ambas sendo capazes de gerar várias estratégias PWM descontínuas e vetoriais de uma maneira simplificada. No algoritmo proposto por (REDDY; ISHWARYA, 2012), uma tensão de sequência zero é adicionada às tensões de fase, onde todos os algoritmos DPWM e SVPWM são derivados através da variação do valor de uma constante k_0 com valores entre 0 e 1. Por meio da adição do sinal de sequência zero com as tensões senoidais, os sinais de modulação para vários algoritmos PWM foram gerados através de toda a região de modulação. Este trabalho apresentou simulações e resultados experimentais para verificar a abordagem genérica proposta. Já o algoritmo proposto por (HAVA; ÇETIN, 2011) também adiciona um sinal de sequência zero às tensões de fase, de forma que este sinal é definido através de testes de magnitude simples, variando de acordo com a estratégia de modulação escolhida. Este algoritmo também propõe a utilização de uma onda portadora diferente por fase.

4 Fundamentação Teórica

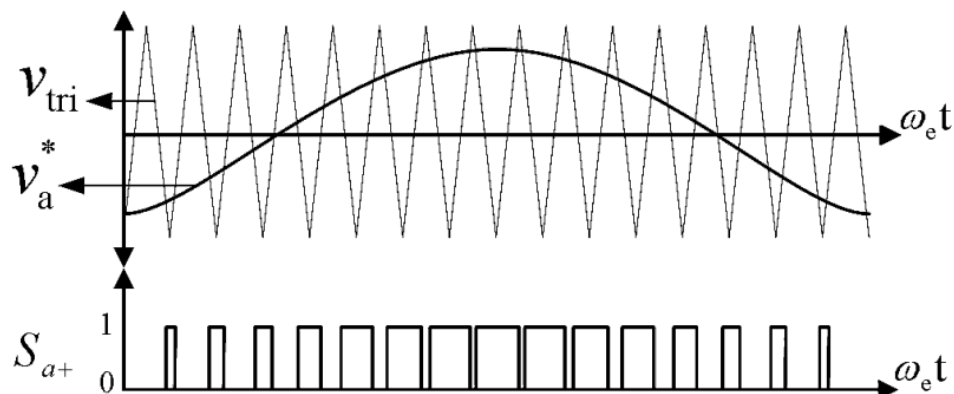
Neste capítulo serão abordadas as estratégias de modulação senoidal (SPWM), bem como as estratégias de modulação vetorial (SVPWM) e uma estratégia de modulação descontínua (DPWM1). As duas últimas abordagens serão implementadas a partir de uma estratégia de adição de componente de sequência zero às tensões senoidais originais.

4.1 SPWM

Esta estratégia de modulação, também conhecida como modulação baseada em onda portadora é o método mais utilizado em conversores industriais, principalmente devido a sua simplicidade de implementação (HOLTZ, 1994).

Para cada uma das três fases do inversor, um sinal de referência senoidal é comparado com uma onda portadora triangular de alta frequência. Os pulsos gerados a partir da comparação entre os dois sinais determinam os instantes de comutação das chaves semicondutoras do respectivo braço do inversor. Quando a onda de referência estiver acima da onda portadora ($v^* \geq v_{tri}$), a porta de controle do interruptor S_a^+ recebe o nível lógico “1”. Assim, o terminal de saída “a” fica ligado ao barramento positivo, e a tensão de saída $v_{ao} = \frac{v_{dc}}{2}$. Do contrário, quando $v^* < v_{tri}$, a porta de controle do interruptor S_a^- recebe o nível lógico “0” e o terminal de saída “a” fica ligado ao barramento negativo, onde a tensão de saída $v_{ao} = -\frac{v_{dc}}{2}$. Os dois interruptores presentes em cada braço do inversor atuam de maneira complementar, de forma que quando $S_a^+ = 1$, $S_a^- = 0$. A frequência da tensão de saída desejada será proporcional ou igual à frequência do sinal de referência, e a frequência de chaveamento do conversor é igual à frequência da portadora (BLASKO, 1996; HAVA; KERKMAN; LIPO, 1999; HAVA; ÇETIN, 2011; REDDY; ISHWARYA, 2012; LOBATO, 2014; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). A Figura 3 ilustra o princípio de funcionamento da estratégia SPWM.

Figura 3 – Sinal de referência senoidal v_a^* e sinal da triangular v_{tri} na parte (a). Pulsos PWM resultantes da comparação entre v_a^* e v_{tri} na parte (b).

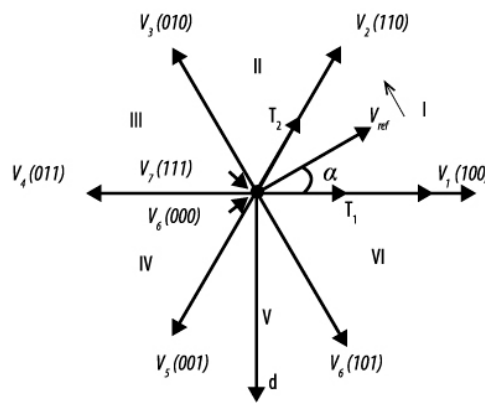


Fonte: (HAVA; ÇETIN, 2011).

4.2 PWM com adição de sinal de sequência zero

Com a adição de um sinal de sequência zero apropriado, o desempenho geral do conversor aumenta significativamente em relação à técnica SPWM pura (HAVA; ÇETIN, 2011; HAVA; KERKMAN; LIPO, 1999). A abordagem escalar e a abordagem vetorial são populares na implementação de algoritmos PWM (REDDY; ISHWARYA, 2012). Na abordagem escalar, como mencionada na seção anterior, os sinais de modulação são comparados com um sinal triangular, enquanto que na abordagem vetorial é utilizada a teoria de espaço vetorial, conforme ilustrado na Figura 4.

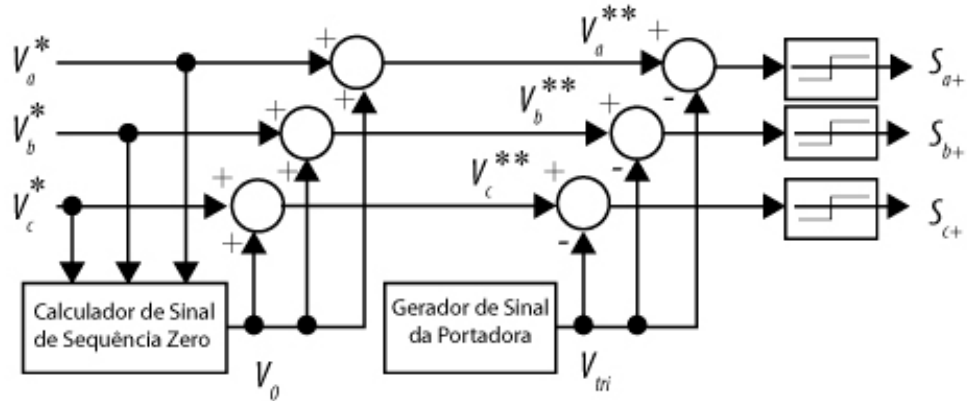
Figura 4 – Teoria de vetores espaciais.



Fonte: (HAVA; ÇETIN, 2011).

Segundo (REDDY; ISHWARYA, 2012), os padrões de pulsos das abordagens PWM escalares e vetoriais podem se tornar idênticas se forem utilizadas formas de onda de referência apropriadas. Desta forma, a abordagem escalar é mais simples de ser implementada do que a abordagem vetorial pois a complexidade envolvida é menor (REDDY; ISHWARYA, 2012). De acordo com estudos presentes na literatura, adicionando-se um sinal de sequência zero às tensões de referência, os sinais de modulação de vários algoritmos, tais como SVPWM e DPWM1 podem ser gerados (REDDY; ISHWARYA, 2012). O diagrama de blocos da Figura 5 ilustra o princípio de funcionamento do algoritmo PWM escalar com adição de componente de sequência zero.

Figura 5 – Diagrama de blocos do método PWM escalar com injeção de sinal de sequência zero.



Fonte: adaptada de (HAVA; ÇETIN, 2011).

Conforme demonstrado no diagrama acima, os três sinais de referência senoidal originais (v^*) são somados ao sinal de sequência zero (v_o) para gerar os sinais de referência finais (v^{**}). Então, cada onda de referência final é comparado com a onda portadora triangular a fim de determinar os estados dos interruptores do braço do inversor relacionado, bem como as tensões de saída. As ondas de modulação são definidas conforme as equações 4.1, 4.2 e 4.3 a seguir:

$$\begin{aligned} v_a^{**} &= v_a^* + v_o \\ &= V_{1m}^* \sin(\omega t) + v_o \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} v_b^{**} &= v_b^* + v_o \\ &= V_{1m}^* \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + v_o \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$\begin{aligned} v_c^{**} &= v_c^* + v_o \\ &= V_{1m}^* \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + v_o \end{aligned} \quad (4.3)$$

onde v_a^* , v_b^* e v_c^* são os sinais de referência senoidal originais, v_o é o sinal de sequência zero e V_{1m}^* é a amplitude máxima da tensão da rede (HAVA; ÇETIN, 2011).

Uma maneira de gerar os sinais de sequência zero é através dos testes de amplitude descritos em (HAVA; KERKMAN; LIPO, 1999). Os detalhes para a geração dos sinais de sequência zero das duas estratégias de modulação utilizadas neste trabalho serão apresentadas na seção seguinte.

4.2.1 SVPWM

O sinal de sequência zero a ser acrescentado para a implementação escalar da modulação SVPWM é gerado por meio de um teste de magnitude mínima. Este teste procura

identificar qual o sinal de referência possui a menor amplitude em um dado instante dentre os três sinais senoidais originais. Após a seleção do sinal de menor magnitude, o mesmo é multiplicado por 0,5 e o sinal de sequência zero do SVPWM é encontrado (HAVA; KERKMAN; LIPO, 1999; HAVA; ÇETIN, 2011; LOBATO, 2014). Abaixo se encontram as expressões que definem o sinal de sequência zero (equação 4.4).

$$v_0 = \begin{cases} 0,5 \times v_a^* & \text{se } |v_a^*| \leq |v_b^*|, |v_c^*| \\ 0,5 \times v_b^* & \text{se } |v_b^*| \leq |v_a^*|, |v_c^*| \\ 0,5 \times v_c^* & \text{se } |v_c^*| \leq |v_a^*|, |v_b^*| \end{cases} \quad (4.4)$$

4.2.2 DPWM1

O objetivo das estratégias de modulação descontínuas consiste em diminuir o número de comutações realizadas pelos interruptores, diminuindo as perdas por comutação. Essa estratégia é conhecida como descontínua pois o sinal de sequência zero inserido nas ondas de referência é um sinal descontínuo no tempo (HAVA; KERKMAN; LIPO, 1999; HAVA; ÇETIN, 2011; LOPES, 2013).

Nos métodos de PWM descontínuos o sinal de sequência zero é adicionado de maneira que o sinal de referência de alguma fase esteja sempre fixa ao elo CC positivo ou negativo, reduzindo assim o número de comutações realizadas pelas chaves (HAVA; KERKMAN; LIPO, 1999; HAVA; ÇETIN, 2011).

O sinal de sequência zero a ser acrescentado para a implementação escalar da modulação DPWM1 é gerado por meio de um teste de magnitude máxima. Este teste procura identificar qual o sinal de referência possui a maior amplitude em um dado instante dentre os três sinais senoidais originais. O sinal de referência que possuir a maior magnitude irá definir o sinal de sequência zero e será grampeado ao elo CC de mesma polaridade (HAVA; KERKMAN; LIPO, 1999; HAVA; ÇETIN, 2011). Abaixo se encontram as expressões que definem o sinal de sequência zero (equação 4.5).

$$v_0 = \begin{cases} \text{sign}(v_a^*) \times \frac{v_{dc}}{2} - v_a^* & \text{se } |v_a^*| \geq |v_b^*|, |v_c^*| \\ \text{sign}(v_b^*) \times \frac{v_{dc}}{2} - v_b^* & \text{se } |v_b^*| \geq |v_a^*|, |v_c^*| \\ \text{sign}(v_c^*) \times \frac{v_{dc}}{2} - v_c^* & \text{se } |v_c^*| \geq |v_a^*|, |v_b^*| \end{cases} \quad (4.5)$$

4.3 Índice de Modulação

Um conceito fundamental na modulação PWM é o índice de modulação. Este índice corresponde à razão entre a amplitude máxima do sinal de tensão de referência e a amplitude máxima do sinal da portadora triangular (BLASKO, 1996; BHATTACHARJEE; JAMIL; JANA, 2018; CHAIYOT; KINNARES, 2016), como é dado na equação 4.6.

$$m = \frac{v^*}{v_{tri}} \quad (4.6)$$

4.4 Ciclo de Trabalho

O ciclo de trabalho (duty cycle) D é definido como a fração de tempo em que a chave do inversor permanece ativo, na posição 1 (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). Desta forma, $0 \leq D \leq 100\%$. Ainda de acordo com (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003), o ciclo de trabalho é definido como a razão expressa na equação 4.7.

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (4.7)$$

onde o período de chaveamento T_s é mantido constante e o valor de tempo ativo t_{on} é ajustado.

4.5 Distorção Harmônica Total - THD

A quantidade de distorção na forma de onda de tensão ou de corrente pode ser quantificada em termos de um índice, que é chamado de distorção harmônica total (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). A distorção harmônica é causada por dispositivos não lineares em sistemas de potência, sendo que um dispositivo não linear é aquele em que a corrente não é proporcional à tensão aplicada (BHATTACHARJEE; JAMIL; JANA, 2018). Ainda de acordo com (RAHMAN; RAHMAN; ISLAM, 2017), distorção harmônica total corresponde à medida de distorções harmônicas presente no sinal de saída do inversor. A qualidade da tensão de saída do inversor se relaciona fortemente ao nível de THD presente no sinal (BHATTACHARJEE; JAMIL; JANA, 2018). O THD de corrente pode ser calculado conforme a equação 4.8.

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h>1}^{h_{max}} I_h^2}}{I_1} \quad (4.8)$$

onde o 'i' ao lado de THD corresponde à corrente, h é a ordem do harmônico, I_h é a corrente do harmônico e I_1 é o valor da corrente fundamental (BHATTACHARJEE; JAMIL; JANA, 2018). A expressão para o THD de tensão é semelhante, onde os componentes de corrente são substituídos pelos respectivos componentes de tensão.

O módulo 8 do (ANEEL, 2006) indica limites recomendados para as distorções de tensão, mas não para as distorções em corrente. Por outro lado, a norma (IEEE, 2014) apresenta limites recomendados para distorção de tensão e de corrente (PINTO, 2016).

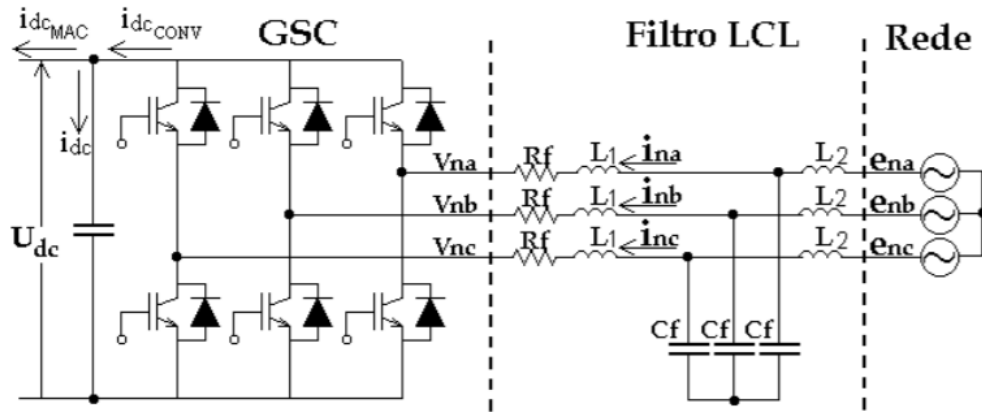
4.5.1 Fast Fourier Transform - FFT

Fast Fourier Transform (FFT) pode ser utilizado para realizar a análise espectral da tensão e corrente de fase da saída do inversor, e é usada como uma ferramenta útil para realizar cálculos de THD (BHATTACHARJEE; JAMIL; JANA, 2018). Este algoritmo requer um grande número de cálculos, mas através do software de simulação Matlab estes cálculos podem ser realizados facilmente (BHATTACHARJEE; JAMIL; JANA, 2018).

4.6 Controle do Conversor do Lado da Rede Elétrica

A Figura 6 ilustra o diagrama de conexão entre o inversor trifásico e a rede CA, onde pode-se ver ainda o elo CC e o filtro RL.

Figura 6 – Conexão do inversor com a rede.



Fonte: (OLIVEIRA, 2009).

O controle do inversor é realizado através de um controle de corrente, onde as ondas trifásicas da rede são convertidas para um sistema de eixos dq (OLIVEIRA, 2009). A equação 4.9 relaciona as componentes trifásicas a , b e c com os eixos direto (d) e de quadratura (q).

$$\begin{bmatrix} q \\ d \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

A partir do circuito ilustrado na Figura 6 pode-se obter as equações 4.10 e 4.11 para o controle de corrente:

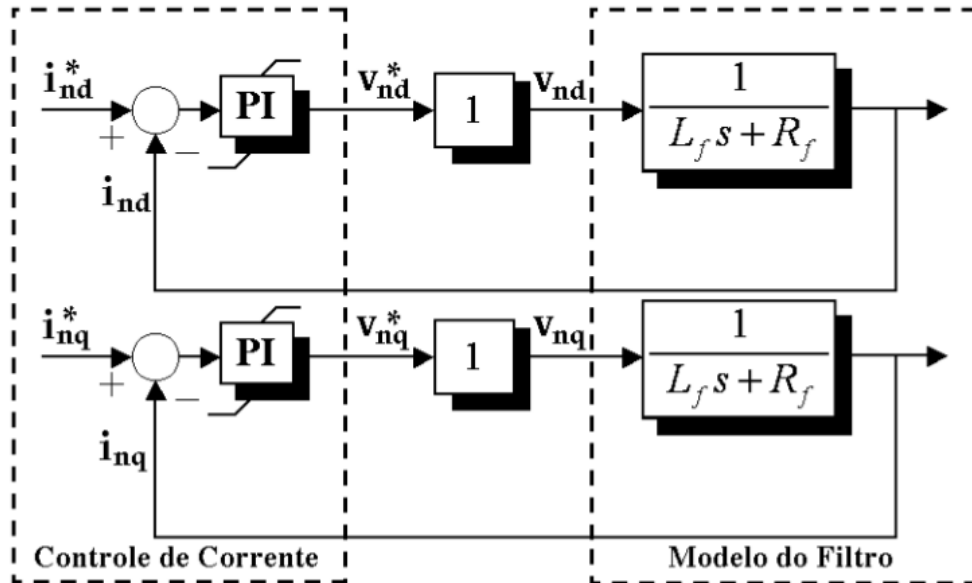
$$e_{nd} = Ri_{nd} + L \frac{di_{nd}}{dt} - \omega_e L i_{nq} + v_{nd} \quad (4.10)$$

$$e_{nq} = Ri_{nq} + L \frac{di_{nq}}{dt} + \omega_e L i_{nd} + v_{nq} \quad (4.11)$$

onde R representa a resistência do filtro e L corresponde à indutância do filtro.

A Figura 7 apresenta o digrama de blocos de controle de corrente dos eixos dq utilizado neste trabalho. A diferença entre o valor de referência definido para a corrente e o valor real da corrente, medido na saída do conversor, fornecerá o erro de corrente de eixo q e d . Um controlador do tipo proporcional e integral (PI) transforma o erro de corrente calculado em sinal de referência de tensão, que será utilizado como entrada para as técnicas PWM (OLIVEIRA, 2009).

Figura 7 – Malha de controle de corrente.



Fonte: (OLIVEIRA, 2009).

5 Desenvolvimento

Neste capítulo serão relatados os detalhes de implementação das técnicas SPWM, SVPWM e DPWM1, bem como exibidos os resultados experimentais e de simulação. Por fim, os resultados de simulações serão comparados em termos de:

- Perdas por comutação;
- Taxas de distorção harmônica total;
- Aproveitamento da tensão do barramento CC.

5.1 Simulação Matlab

Para as simulações realizadas nesta subseção foram utilizados os valores de parâmetros conforme a Tabela 1. A amplitude das ondas está normalizada para efeitos de simplificação. O código principal para a geração destas simulações foi desenvolvido através da ferramenta Matlab, e será explanado em detalhes a seguir.

Tabela 1 – Parâmetros simulação - Matlab.

Frequência onda triangular	1 kHz
Frequência onda referência	50 Hz
Passo	1 μ s

Fonte: elaborada pelo autor.

As tensões trifásicas de referência v_a , v_b e v_c são criadas de acordo com as equações 4.1, 4.2 e 4.3 e o bloco de código abaixo.

```
va=vmax*sin(wr*t + 0);
vb=vmax*sin(wr*t + 2*pi/3);
vc=vmax*sin(wr*t - 2*pi/3);
```

Então, calcula-se a componente de sequência zero (v_o) correspondente à forma de onda da técnica SVPWM, conforme a equação 4.4.

```
%Calculo do v0 SVPWM
if (abs(va)<= abs(vb))&&(abs(va) <= abs(vc))
    vo_Svpwm = 0.5 * va;
elseif (abs(vb)<= abs(va))&&(abs(vb) <= abs(vc))
    vo_Svpwm = 0.5 * vb;
else
    vo_Svpwm = 0.5 * vc;
end
```

Similarmente, calcula-se a componente de sequência zero correspondente à forma de onda da técnica DPWM1, conforme a equação 4.5. Os detalhes de implementação podem ser observados no trecho de código a seguir.

```
%Calculo do v0 DPWM1
if (abs(va) >= abs(vb)) && (abs(va) >= abs(vc))
    vo_Dpwm = (sign(va)) * (Vdc/2) - va;
elseif (abs(vb) >= abs(va)) && (abs(vb) >= abs(vc))
    vo_Dpwm = (sign(vb)) * (Vdc/2) - vb;
else
    vo_Dpwm = (sign(vc)) * (Vdc/2) - vc;
end
```

Em seguida, soma-se as tensões trifásicas originais com a componente de sequência zero calculada para a técnica SVPWM, conforme pode ser observado no bloco de código abaixo. O mesmo procedimento é feito para a técnica DPWM1, onde as componentes SVPWM abaixo são substituídas por variáveis correspondentes ao DPWM1.

```
%Forma de onda SVPWM = senoide + sinal de sequencia zero
va_Svpwm = va + vo_Svpwm;
vb_Svpwm = vb + vo_Svpwm;
vc_Svpwm = vc + vo_Svpwm;
```

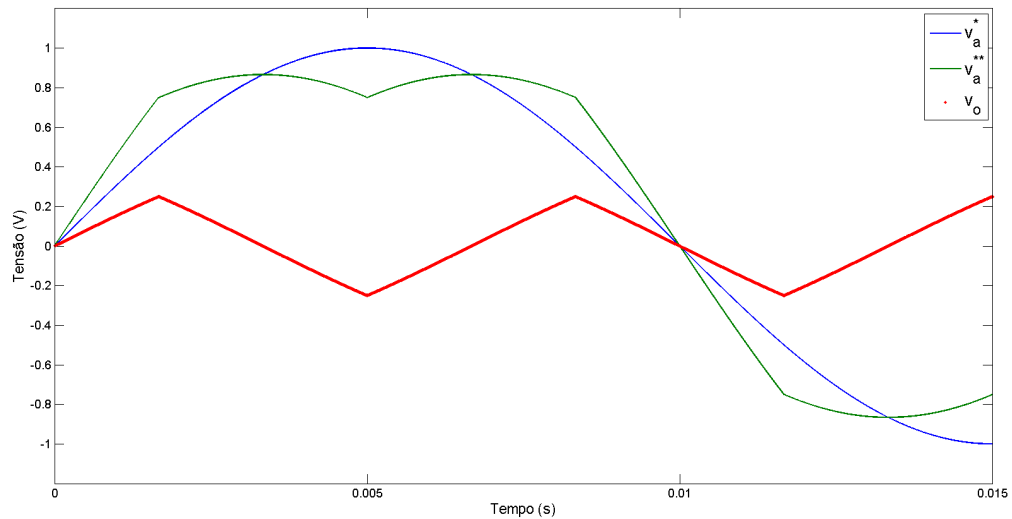
Por fim, a onda de modulação de cada técnica é comparada com a onda triangular a fim de definir os pulsos de comutação.

```
vtri = sawtooth(2*pi*ftri*t, 0.5);

if (va_Svpwm > vtri)
    pwm = 1;
else
    pwm = 0;
end
```

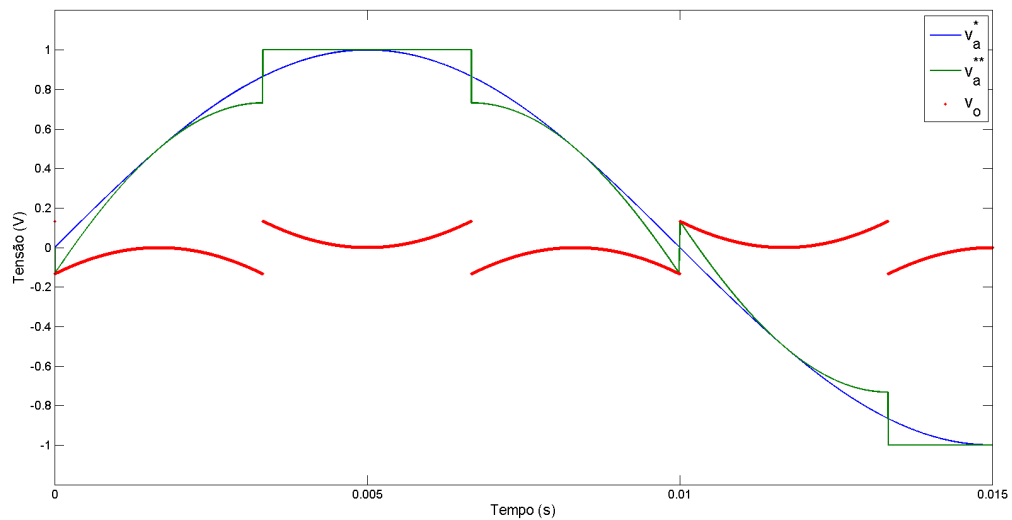

As figuras a seguir mostram as ondas de modulação do SVPWM e DPWM1 geradas através da simulação, juntamente com o respectivo componente de sequência zero e a onda senoidal pura. Para efeitos de simplificação, as figuras representarão apenas uma das três fases de tensão. As três tensões de referência apresentam a mesma forma, mas possuem um deslocamento de cento e vinte graus uma da outra (HAVA; ÇETIN, 2011).

Figura 8 – Sinal de referência SVPWM com injeção de sinal de sequência zero.



Fonte: elaborada pelo autor.

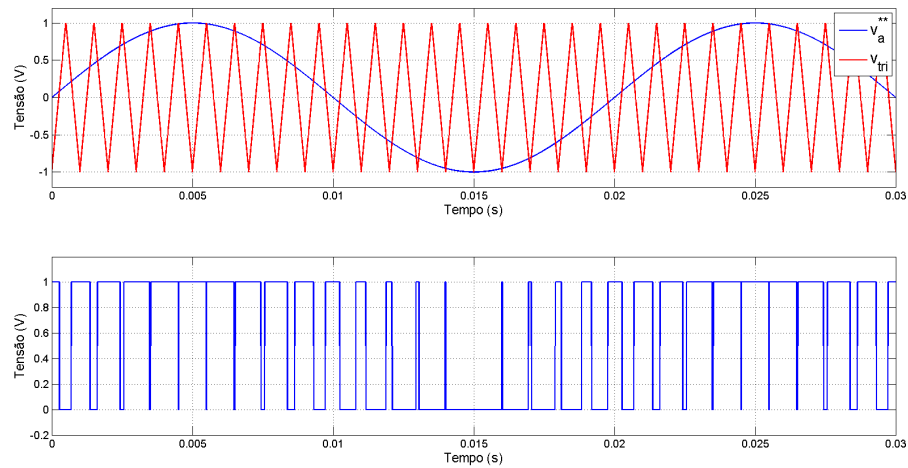
Figura 9 – Sinal de referência DPWM1 com injeção de sinal de sequência zero.



Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 10 pode-se ver o sinal de referência correspondente ao SPWM na parte superior. A parte inferior da figura mostra os pulsos de comando que serão utilizadas para controlar a chave semicondutora S_a^+ .

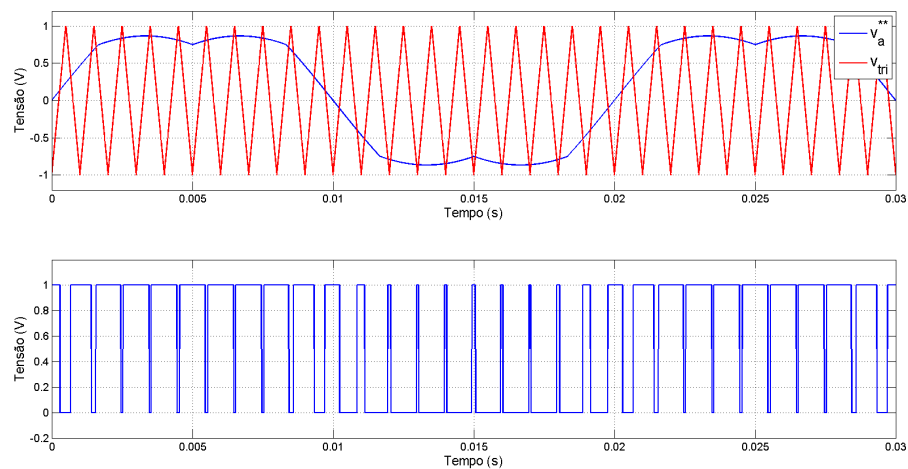
Figura 10 – Sinal de referência SPWM e sinal da portadora na parte (a). Pulsos PWM gerados pela comparação de referência e portadora na parte (b).



Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 11 pode-se ver o sinal de referência correspondente ao SVPWM com a injeção do sinal de sequência zero na parte superior. A parte inferior da figura mostra os pulsos de comando que serão utilizadas para controlar a chave semicondutora S_a^+ .

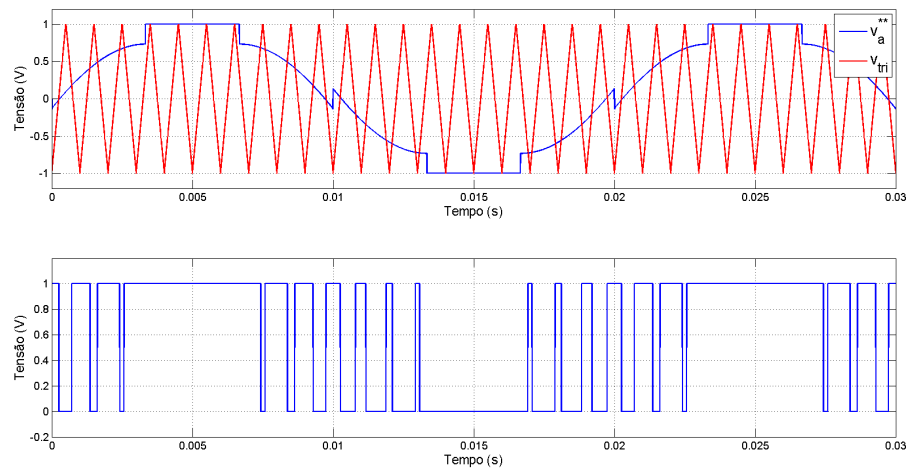
Figura 11 – Sinal de referência SVPWM com injeção de sinal de sequência zero e sinal da portadora na parte (a). Pulsos PWM gerados pela comparação de referência e portadora na parte (b).



Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 12 pode-se ver o sinal de referência correspondente ao DPWM1 com a injeção do sinal de sequência zero na parte superior. A parte inferior da figura mostra os pulsos de comando que serão utilizadas para controlar a chave semicondutora S_a^+ .

Figura 12 – Sinal de referência DPWM1 com injeção de sinal de sequência zero e sinal da portadora na parte (a). Pulsos PWM gerados pela comparação de referência e portadora na parte (b).



Fonte: elaborada pelo autor.

5.2 Experimento

O DSP TMS320F28335 dispõe de seis canais que permitem a geração de pulsos PWM (ELRAJOURI; ANG; ABUSHAIBA, 2017). As doze saídas para cada módulo ePWM do DSP podem ser vistas em detalhes na Tabela 2.

Tabela 2 – Sinais de saída ePWM.

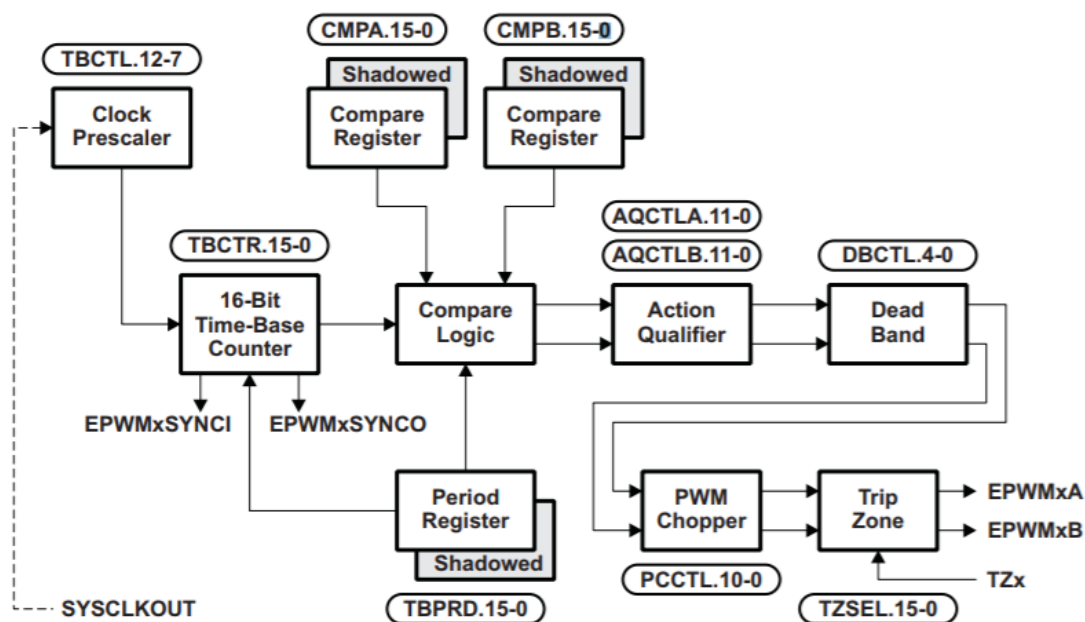
Módulo ePWM	Saídas do Módulo	Pino GPIO
ePWM1	ePWM1A	GPIO00
	ePWM1B	GPIO01
ePWM2	ePWM2A	GPIO02
	ePWM2B	GPIO03
ePWM3	ePWM3A	GPIO04
	ePWM3B	GPIO05
ePWM4	ePWM4A	GPIO06
	ePWM4B	GPIO07
ePWM5	ePWM5A	GPIO08
	ePWM5B	GPIO09
ePWM6	ePWM6A	GPIO10
	ePWM6B	GPIO11

Fonte: (ELRAJOURI; ANG; ABUSHAIBA, 2017).

Cada módulo ePWM do DSP possui sete submódulos (INSTRUMENTS, 2006), os quais são listados abaixo e podem ser observados na Figura 13.

- Submódulo Time-Base (TB)
- Submódulo Counter-Compare (CC)
- Submódulo Action-Qualifier (AQ)
- Submódulo Dead-Band Generator (DB)
- Submódulo PWM-Chopper (PC)
- Submódulo Trip-Zone (TZ)
- Submódulo Event-Trigger (ET)

Figura 13 – Diagrama de blocos ePWM.



Fonte: (INSTRUMENTS, 2006).

Para utilizar um módulo ePWM é necessário inicializar e configurar alguns registradores específicos que se encontram dentro dos submódulos ‘Time-Base’ e ‘Action-Qualifier’. Além do mais, para os casos onde é necessário possuir um ciclo de trabalho (duty cycle) variável na saída ePWM, também deve-se configurar registradores que pertencem ao submódulo ‘Counter-Compare’. A Tabela 3 apresenta a relação dos registradores mencionados, bem como uma breve descrição sobre a função de cada um (INSTRUMENTS, 2004; INSTRUMENTS, 2006).

Tabela 3 – Registradores para configurar ePWM.

Submódulo	Registrador	Descrição
TB	TBPRD	Registrador de Período
	TBCTL	Modo de operação
CC	CMPA	Largura do Pulso
AQ	AQCTLA	Qualifica e gera ações

Fonte: (INSTRUMENTS, 2004).

5.2.1 Registradores TBPRD e TBCTL

A frequência dos eventos PWM é controlada pelos registradores time-base period (TBPRD) e time-base control (TBCTL). Enquanto o registrador TBPRD define o período, o registrador TBCTL é responsável por definir o modo de operação do ePWM. No trecho de código abaixo pode-se ver como inicializar tais registradores.

```
// Define o periodo
EPwm1Regs.TBPRD = PWM1_TIMER_TBPRD;
// Count up down
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
```

Existem três modos de operação possíveis para o módulo ePWM que podem ser vistos na Figura 14 e são detalhados nas subseções seguintes. O modo de contagem utilizado neste trabalho é o modo crescente-decrescente, que produz uma forma de onda simétrica. A Figura 15 mostra a relação entre o período e a frequência para os três modos de contagem quando o período está definido como 4 (TBPRD = 4) (INSTRUMENTS, 2004).

5.2.1.1 Modo de Contagem Crescente

No modo de contagem crescente (up-count), o contador de base de tempo começa do valor zero e incrementa até atingir o valor equivalente ao registrador de período (TBPRD). Quando o valor de período é alcançado, o contador volta a assumir o valor zero e começa a incrementar novamente (INSTRUMENTS, 2004).

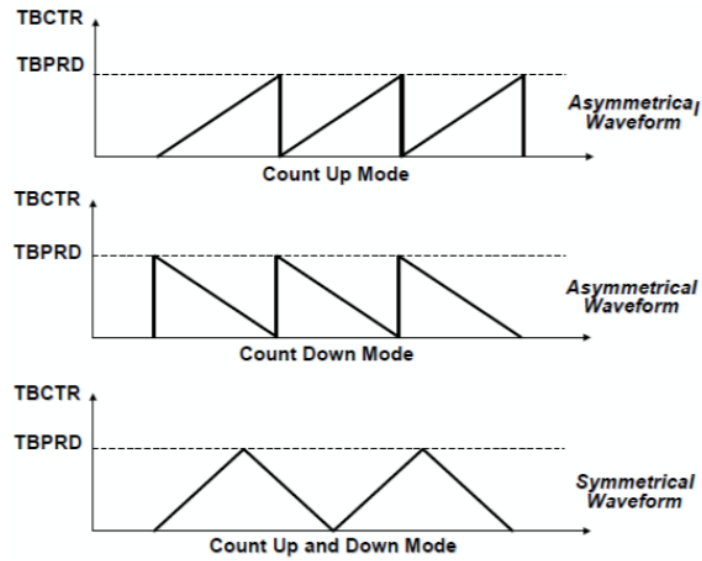
5.2.1.2 Modo de Contagem Decrescente

No modo de contagem decrescente (down-count), o contador de base de tempo começa com o valor igual à período (TBPRD) e decrementa até atingir o valor zero. Ao alcançar o valor zero, o contador de base de tempo volta a ter o valor igual à período e começa o processo de decremento novamente (INSTRUMENTS, 2004).

5.2.1.3 Modo de Contagem Crescente-Decrescente

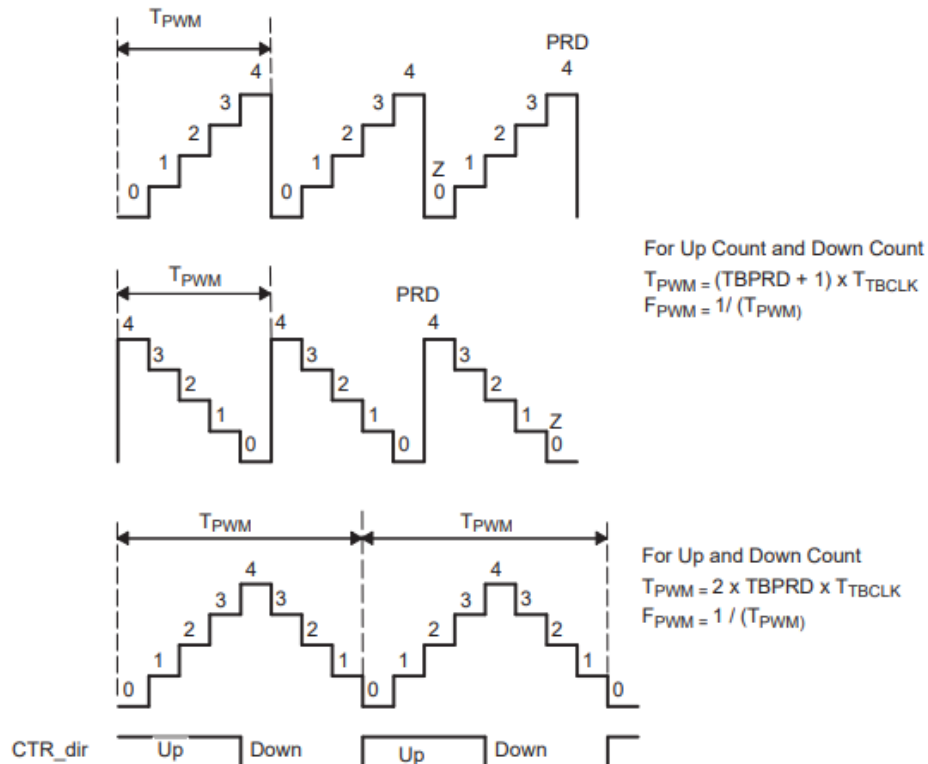
No modo de contagem crescente-decrescente (up-down-count), o contador de base de tempo começa a contagem a partir do valor zero e incrementa até que atinja um valor igual à período (TBPRD). Quando o valor de período é alcançado, o contador de base de tempo irá decrementar até que atinja o valor zero. Nesse momento, o contador irá repetir este padrão e começará a incrementar novamente (INSTRUMENTS, 2004).

Figura 14 – Modos de contagem para o ePWM.



Fonte: (INSTRUMENTS, 2009).

Figura 15 – Período e frequência do submódulo time-base.



Fonte: (INSTRUMENTS, 2004).

5.2.2 Registradores AQCTLA e CMPA

A fim de alcançar uma variação de 0 a 100% no duty cycle é preciso configurar os submódulos ‘Action-Qualifier’ e ‘Counter-Compare’, bem como manter o registro dos valores de duty cycle atual e seguinte. Em seguida, o código deve ser colocado dentro da rotina de serviços de interrupção - interrupt service routine (ISR). As mudanças nos registradores para o próximo ciclo são feitas no ISR atual (INSTRUMENTS, 2006).

Os registradores CMPA e CMPB fazem parte do submódulo Counter-Compare. O valor no registrador CMPA ativo é comparado continuamente ao valor no registrador time-base counter (TBCTR). Quando os valores são iguais, o módulo ‘Counter-Compare’ gera um evento (contador time-base igual à CMPA). Este evento então é encaminhado ao submódulo Action Qualifier, onde o mesmo será qualificado e convertido em uma ou mais ações. Estas ações podem ser aplicadas à saída EPWMxA ou EPWMxB dependendo da configuração dos registradores AQCTLA e AQCTLB. A Tabela 4 resume os tipos de ações possíveis de serem configuradas nos registradores (INSTRUMENTS, 2004; INSTRUMENTS, 2006).

Tabela 4 – Possíveis ações dos registradores do submódulo action qualifier.

Ação		Descrição
Do nothing		O evento é ignorado
Clear	Coloca a saída EPWMxA e/ou EPWMxB em 0 (nível baixo)	
Set	Coloca a saída EPWMxA e/ou EPWMxB em 1 (nível alto)	
Toggle	Alterna o sinal de saída de EPWMxA e/ou EPWMxB em 0/1	

Fonte: (INSTRUMENTS, 2004).

Para o modo de operação crescente-decrescente (caso simétrico), se o valor de CMPA for encontrado na contagem crescente, ePWMxA é colocado em nível alto, e a correspondência de CMPA na contagem decrescente coloca a saída ePWMxA em nível baixo. A interrupção ISR é chamada quando o valor encontrado for igual a ‘0’. Para conseguir um duty cycle de 100% no módulo ePWMxA basta carregar o registrador CMPA com o valor de 0, e para conseguir um duty cycle de 0% basta carregar o registrador CMPA com um valor maior ou igual ao valor de período. Os valores no registrador de comparação para o próximo ciclo PWM são calculados no ISR do ciclo atual. Assim, os valores de duty cycle para o próximo ciclo e para o ciclo atual são conhecidos no ISR atual (INSTRUMENTS, 2004; INSTRUMENTS, 2006).

O conhecimento do próximo duty cycle pode ajudar no ciclo atual conforme explicado a seguir (INSTRUMENTS, 2006).

Indo de um valor de CMPA diferente de zero para um valor igual a zero:

- Mude o registrador de controle do action qualifier para `AQCTLA.bit.ZR0 = AQ_SET`.
- Isso irá setar (colocar em nível lógico alto) o pino PWM imediatamente no próximo ciclo.

- No ISR para o próximo ciclo (que é de fato o primeiro ciclo com duty cycle 100%), mude o registrador action qualifier de volta para seu valor original.

Indo de um valor de CMPA igual a zero para um valor de CMPA diferente de zero:

- Mude o registrador de controle do action qualifier para `AQCTLA.bit.ZRO = AQ_CLEAR`, `AQCTLA.bit.CAD = AQ_NO_ACTION`.
- Mude o `LOADAMODE` para carregar com o valor de zero ou carregar com o valor igual a período.
- Note que o `AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET` não foi alterado. Assim, para o próximo ciclo depois do último ciclo '`CMPA = 0`', o pino ePWM coloca o valor da saída em nível alto em uma correspondência do valor de CMPA, mesmo que o valor de CMPA seja igual a 1 neste ciclo.
- Mude os registradores do action qualifier e de controle de volta para seus valores originais no início do ISR para o próximo ciclo (Este é de fato o primeiro ciclo com valor diferente de 0% ou o primeiro ciclo com valor de CMPA diferente de zero depois do ciclo de `CMPA = 0`).

Nenhuma ação é necessária quando o valor de CMPA vai para o valor de período e volta desse valor.

```
// Compare A Load on zero e Período
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO_PRD;
// Seta saída PWMA quando CMPA = CTR e timer esta decrementando
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
// Zera saída PWMA quando CMPA = CTR e timer esta incrementando
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
```

No fragmento de código acima pôde-se ver algumas configurações realizadas nos registradores dos submódulos 'Action-Qualifier' e 'Counter-Compare'. Já o trecho de código abaixo define o ciclo de trabalho de cada técnica PWM.

```
// Va_ SVPWM
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = (unsigned int) (SVPWM_Va*
    PWM1_TIMER_TBPRD);

// Va_ DPWM1
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = (unsigned int) (DPWM_Va*
    PWM1_TIMER_TBPRD);

// Va_ SPWM
EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = (unsigned int) (SPWM_Va*
    PWM1_TIMER_TBPRD);
```

Observe que o valor do registrador CMPA é continuamente alterado, fazendo com que o ciclo de trabalho do PWM seja variável. Os valores atribuídos ao registrador CMPA de cada canal ePWM correspondem ao formato da onda modulante de cada técnica. Após realizar os mesmos cálculos de componentes de sequência zero explanadas na seção 5.1, e somá-las às tensões trifásicas originais, utiliza-se o sinal resultante para controlar o ciclo de trabalho da saída ePWM. As tensões trifásicas originais controlam o ciclo de trabalho da estratégia SPWM.

Como pôde ser observado nos trechos de código acima e da subseção 5.2.1, o acesso aos registradores é realizado através da instância de um canal ePWM, chamada de 'EPwm x Regs', com x variando de 1 a 6. Neste trabalho, utilizou-se os canais 'EPwm1Regs', 'EPwm2Regs' e 'EPwm3Regs' para implementar a fase A das técnicas SVPWM, DPWM1 e SPWM respectivamente.

5.2.3 Resultados Experimentais

Para implementar as técnicas SVPWM e DPWM1 no DSP F28335 foi necessário escrever um algoritmo na linguagem de programação C. Assim, utilizou-se a IDE Code Composer Studio, na versão 6.1.0. A lógica principal é equivalente à que foi apresentada na seção 5.1.

Os resultados obtidos após a implementação do algoritmo no DSP foram coletados em osciloscópio. A Figura 42, no Apêndice A, apresenta o esquema de ligação realizado entre o DSP e um filtro do tipo resistivo e capacitivo (RC). Através deste filtro foi possível observar o sinal de modulação característico das estratégias PWM, bem como dos sinais de sequência zero. A Tabela 5 apresenta os valores de parâmetros utilizados neste experimento.

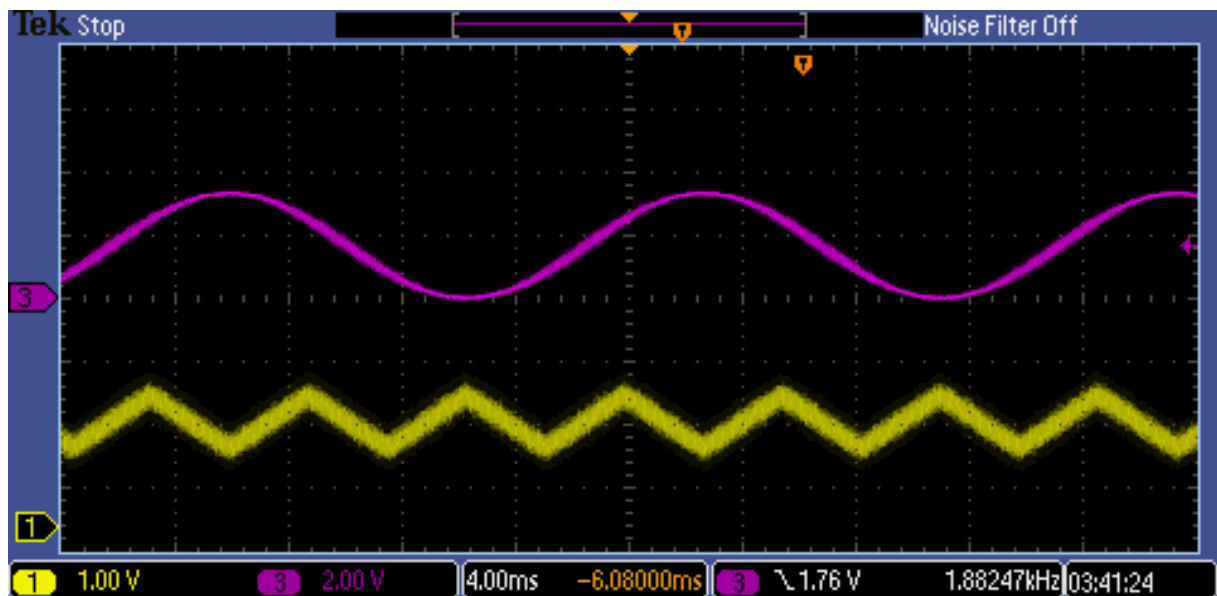
Tabela 5 – Parâmetros experimento.

Frequência chaveamento	24 kHz
Frequência onda referência	60 Hz
Frequência do DSP	150 MHz
Resistor (R)	10 k Ω
Capacitor (C)	20 nF

Fonte: elaborada pelo autor.

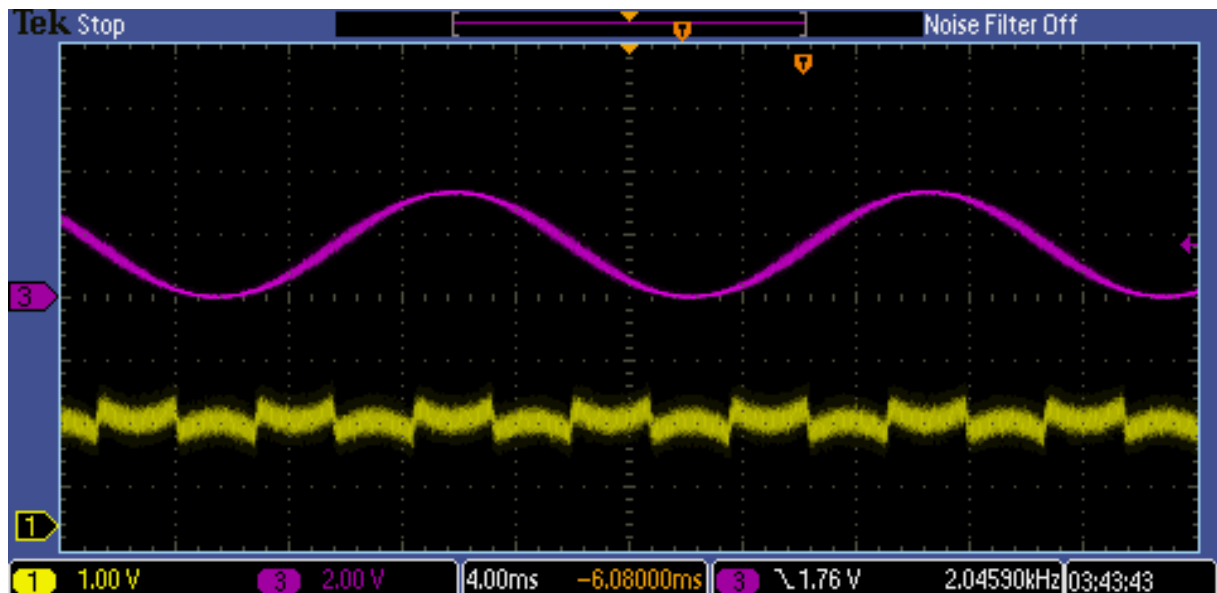
Nas Figuras 16 e 17 pode-se ver a componente de sequência zero das técnicas SVPWM e DPWM1 respectivamente, bem como a forma de onda senoidal pura.

Figura 16 – Forma de onda senoidal pura em rosa e sinal de sequência zero da técnica SVPWM em amarelo.



Fonte: elaborada pelo autor.

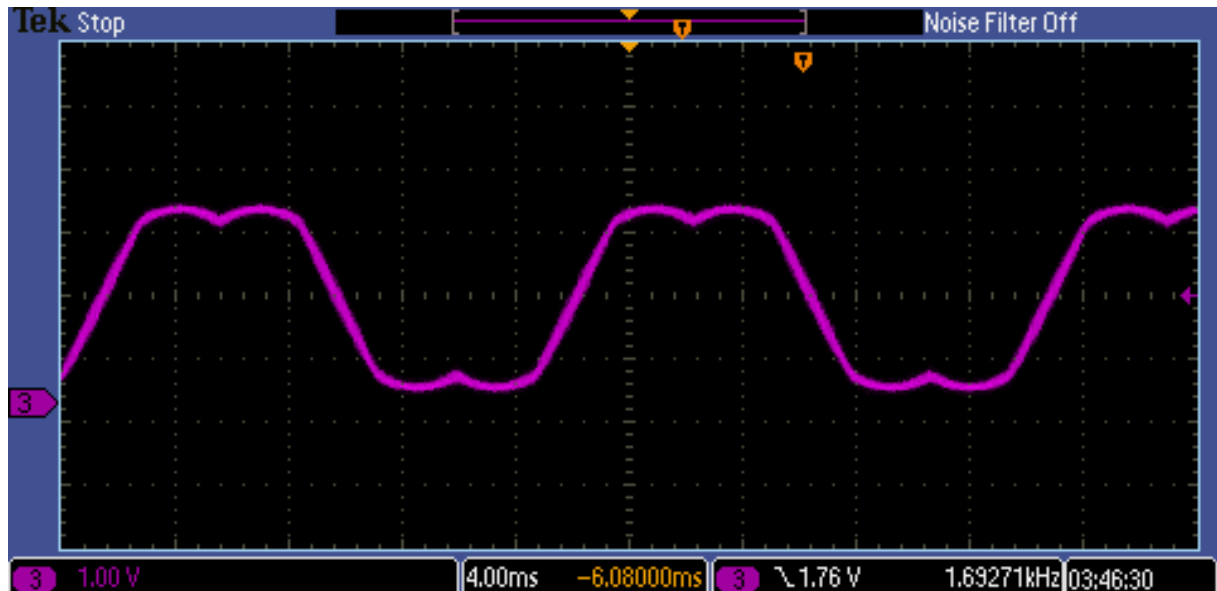
Figura 17 – Forma de onda senoidal pura em rosa e sinal de sequência zero da técnica DPWM1 em amarelo.



Fonte: elaborada pelo autor.

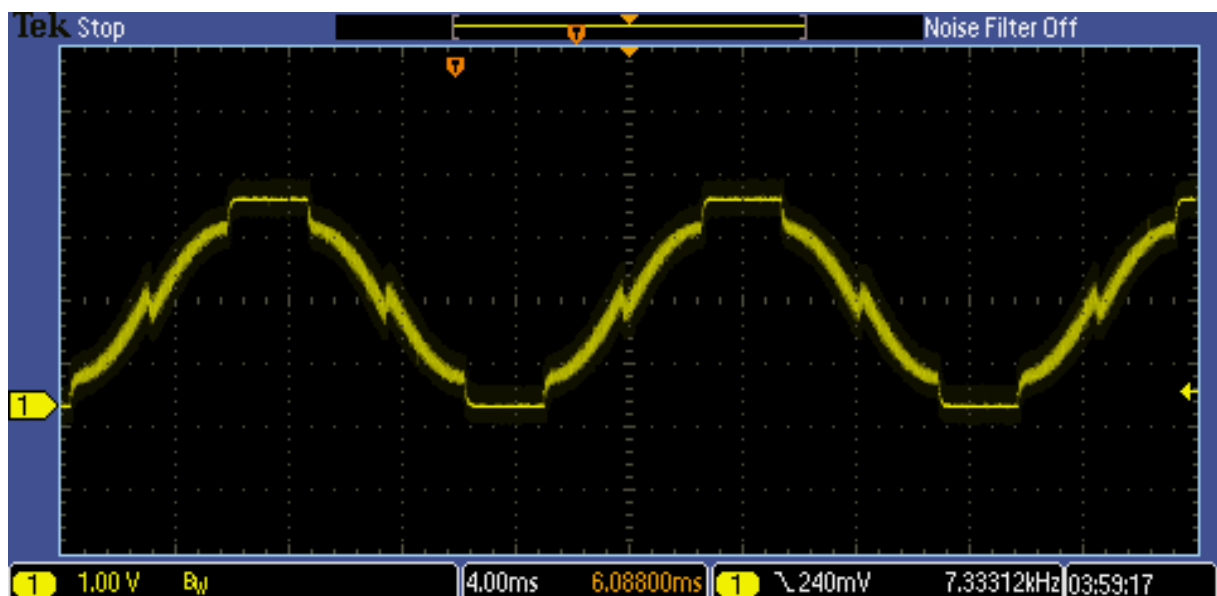
As Figuras 18, 19, 20 apresentam a forma de onda resultante para as técnicas DPWM1 e SVPWM após a adição da componente de sequência zero às senoides originais.

Figura 18 – Forma de onda da técnica SVPWM.



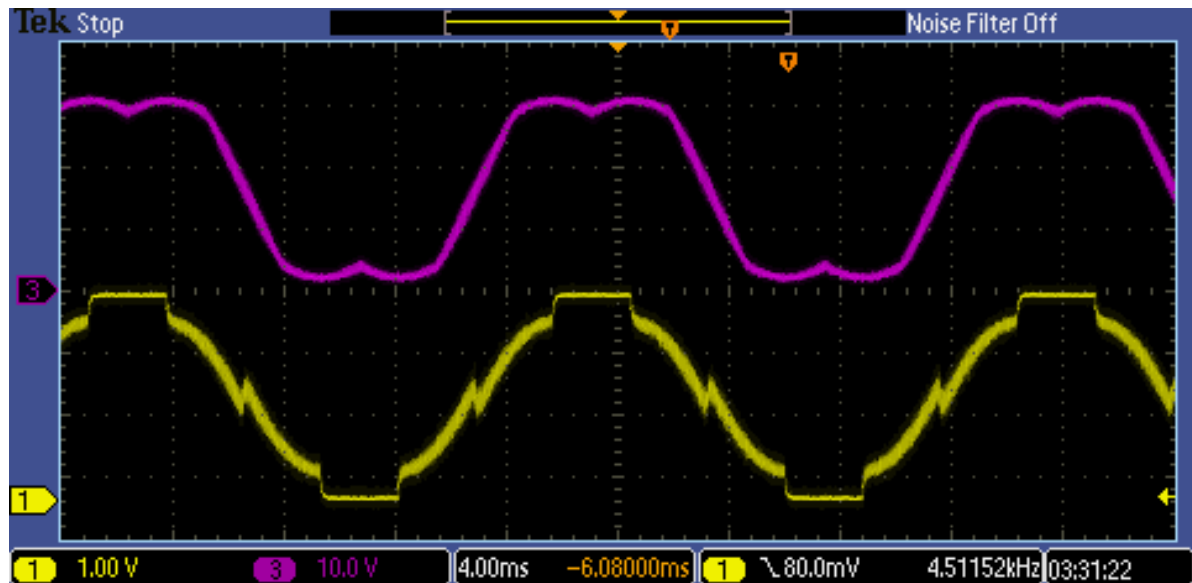
Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 19 – Forma de onda da técnica DPWM1.



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 20 – Forma de onda das técnicas SVPWM (em rosa) e DPWM1 (em amarelo).

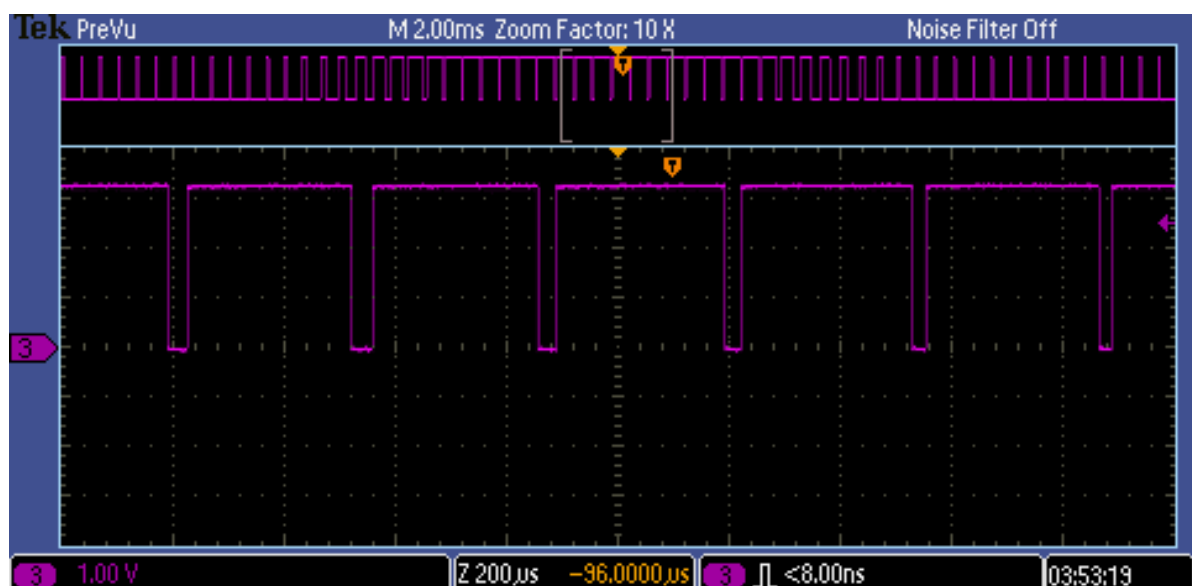


Fonte: elaborada pelo autor.

Como pôde ser observado nas figuras acima, as estratégias SVPWM e DPWM1 foram implementadas com êxito no DSP, visto que a forma de onda modulante de cada técnica bem como o respectivo componente de sequência zero foram reproduzidos como esperado no osciloscópio. Assim, a lógica principal desenvolvida nas simulações do Matlab foram validadas.

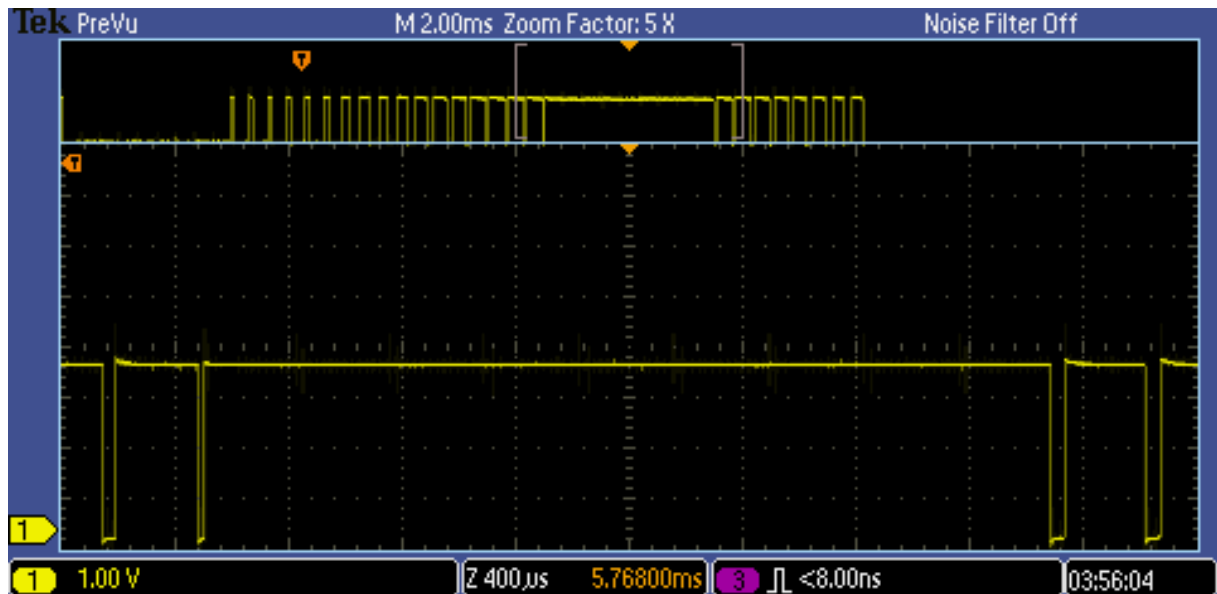
As Figuras 21 e 22 exibidas abaixo apresentam o padrão de pulsos produzidos pelas técnicas SVPWM e DPWM1. A Figura 23 mostra os pulsos gerados pelas duas técnicas em uma mesma imagem, sendo o sinal em rosa referente ao SVPWM e o sinal em amarelo relativo ao DPWM1.

Figura 21 – Pulsos gerados pela técnica SVPWM.



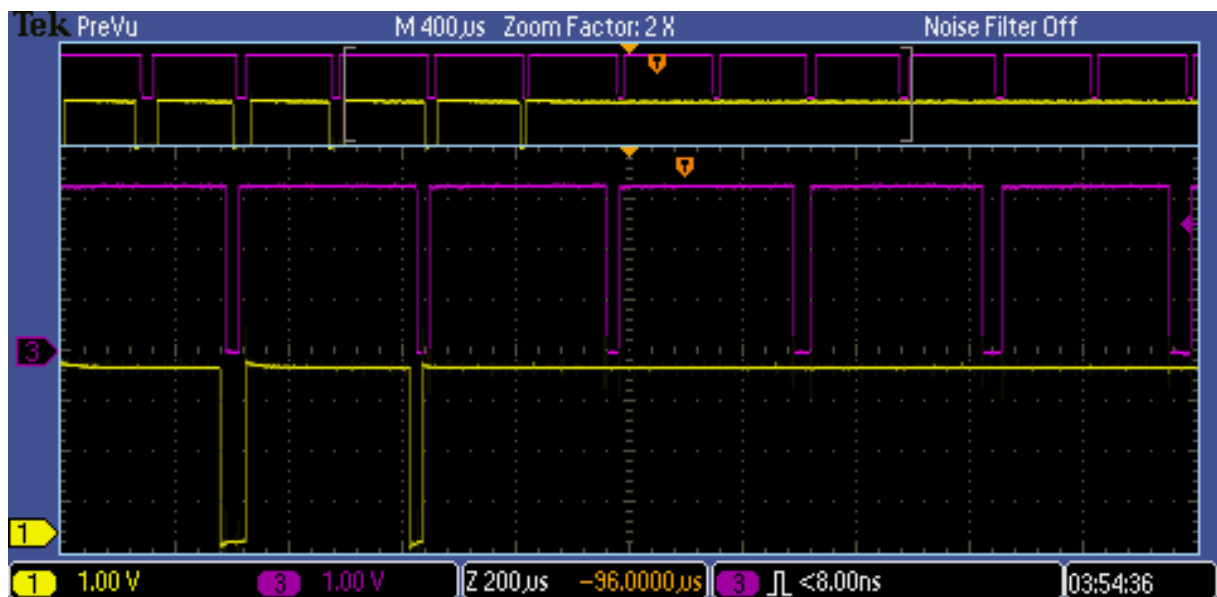
Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 22 – Pulsos gerados pela técnica DPWM1.



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 23 – Pulsos gerados pelas técnicas SVPWM (em rosa) e DPWM1 (em amarelo).



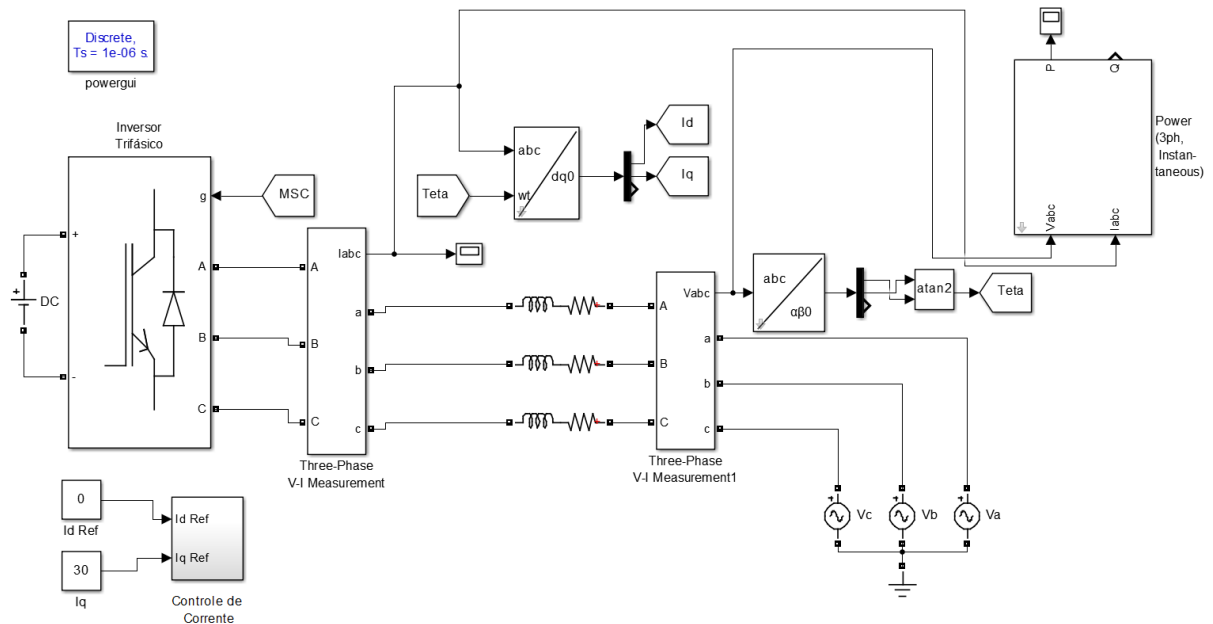
Fonte: elaborada pelo autor.

De acordo com a Figura 23 acima, percebe-se que a estratégia SVPWM realiza um número maior de pulsos do que a estratégia DPWM1. Observando a parte ampliada da mesma figura pode-se ver que enquanto a estratégia SVPWM realizou 6 pulsos, a técnica DPWM1 produziu apenas 3 pulsos em um mesmo período de tempo.

5.3 Simulação Simulink

A fim de realizar as comparações em relação às perdas por comutação e taxas de distorção harmônica total - THD entre as técnicas, implementou-se a simulação apresentada na subseção 1 através da ferramenta Simulink. O modelo geral desenvolvido pode ser observado na Figura 24.

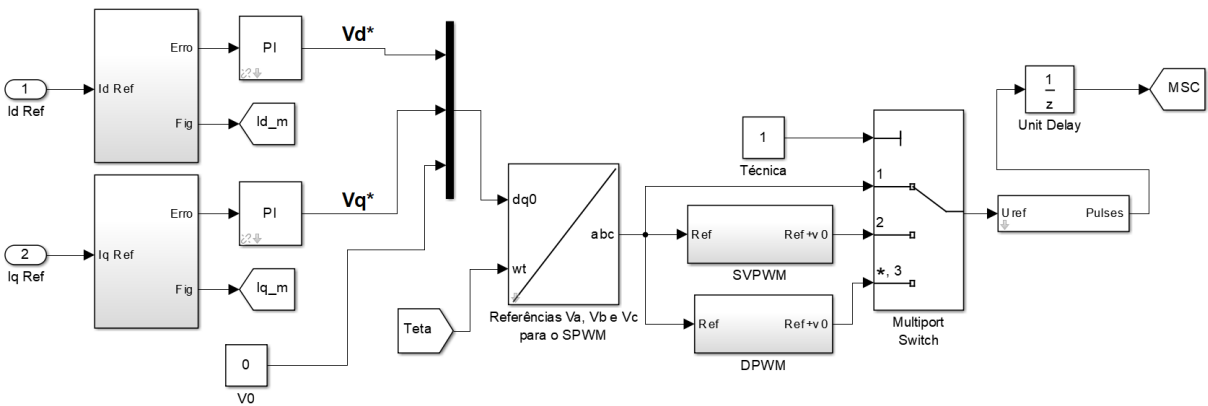
Figura 24 – Modelo inversor conectado à rede Simulink.



Fonte: elaborada pelo autor.

O modelo apresentado contém um inversor trifásico acionado através das técnicas PWM estudadas neste trabalho. Toda a energia produzida neste cenário é injetada na rede de distribuição após passar por um filtro do tipo resistivo e indutivo (RL). O modelo também realiza um controle de corrente, visto que há fluxo de potência no sentido do inversor para a rede e vice-versa.

Figura 25 – Controle de corrente.



Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 25 mostra os detalhes no interior do bloco ‘Controle de Corrente’ apresentado na Figura 24. Os valores de parâmetros utilizados para as simulações realizadas nas subseções 5.5 e 5.4 estão listados na Tabela 6.

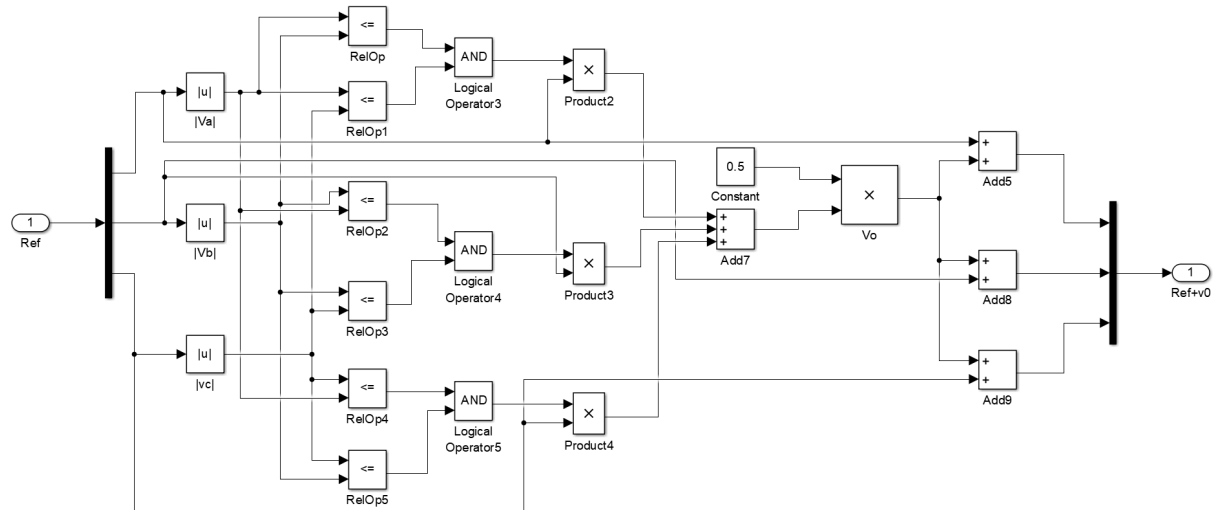
Tabela 6 – Parâmetros simulação - Simulink.

Frequência onda triangular	10 kHz
Frequência onda referência	60 Hz
Passo	1 μ s
Tensão elo CC	500 V
Resistor (R)	100 m Ω
Indutor (L)	4 mH

Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 26 pode-se observar em detalhes o interior do bloco SVPWM apresentado na Figura 24.

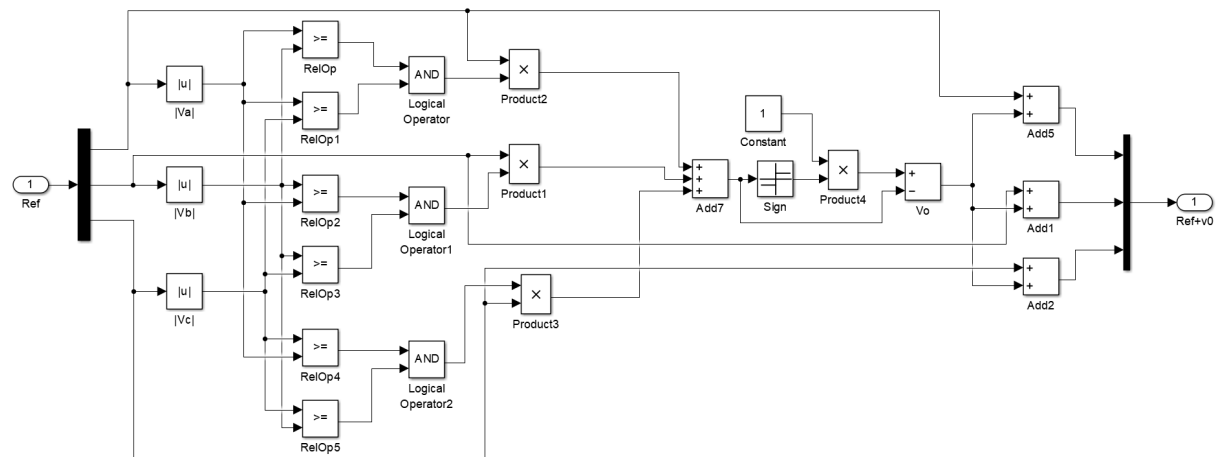
Figura 26 – Modelo SVPWM Simulink.



Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 27 pode-se observar em detalhes o interior do bloco DPWM1 apresentado na Figura 24.

Figura 27 – Modelo DPWM1 Simulink.



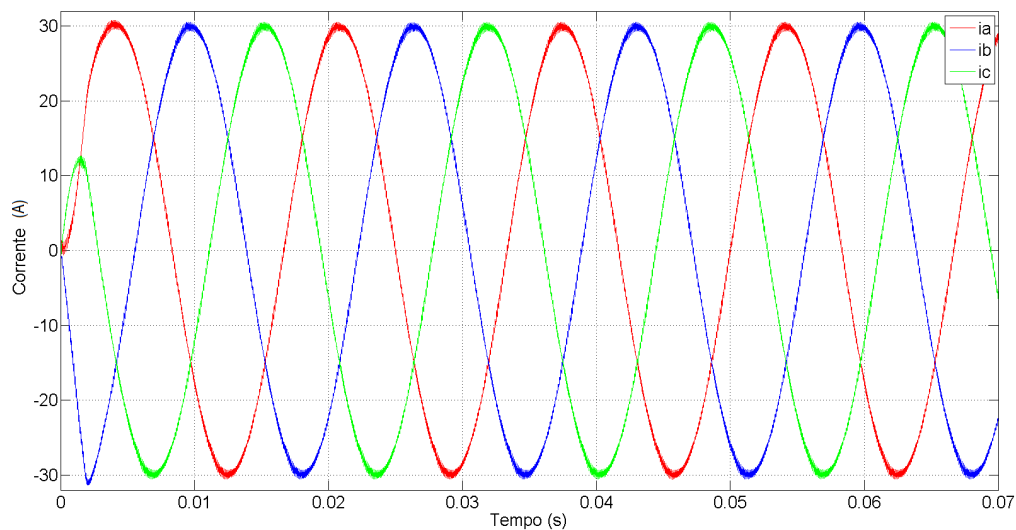
Fonte: elaborada pelo autor.

5.4 Distorção Harmônica Total - THD

A simulação apresentada na subseção 5.3 foi utilizada nesta subseção, definindo-se ainda o valor da corrente de eixo q - I_q como 30 A. O parâmetro I_q representa o valor de corrente desejado para circular no sistema.

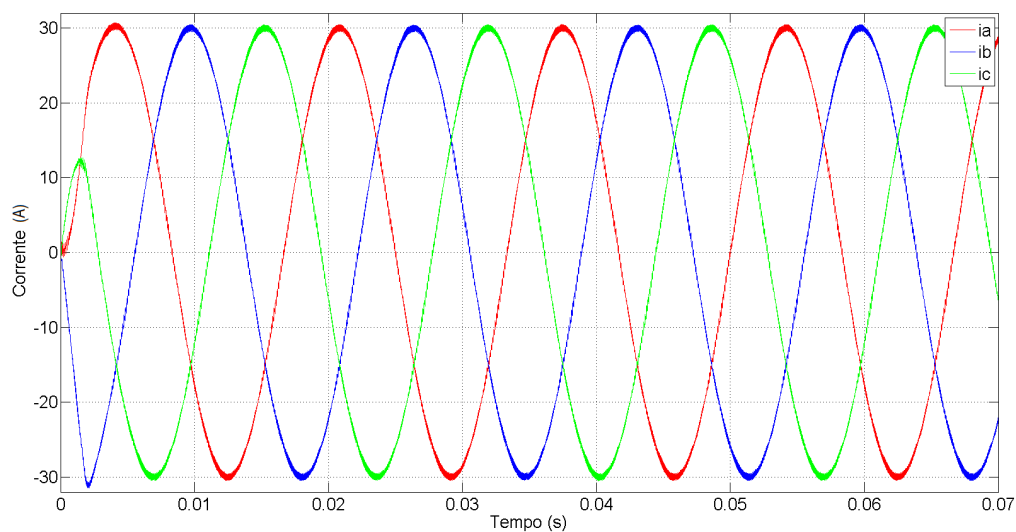
Para comparar as taxas de THD obtidas na saída do inversor para cada uma das técnicas PWM utilizou-se a ferramenta FFT Analysis do Simulink. O sinal analisado foi a corrente obtida na saída do inversor, que pode ser observada nas Figuras 28, 29 e 30.

Figura 28 – Corrente de fase SPWM.



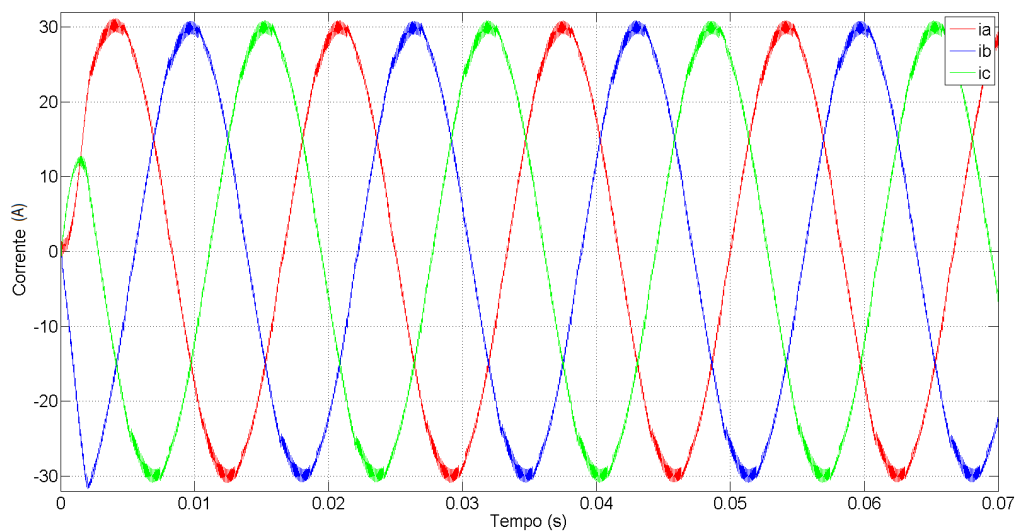
Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 29 – Corrente de fase SVPWM.



Fonte: elaborada pelo autor.

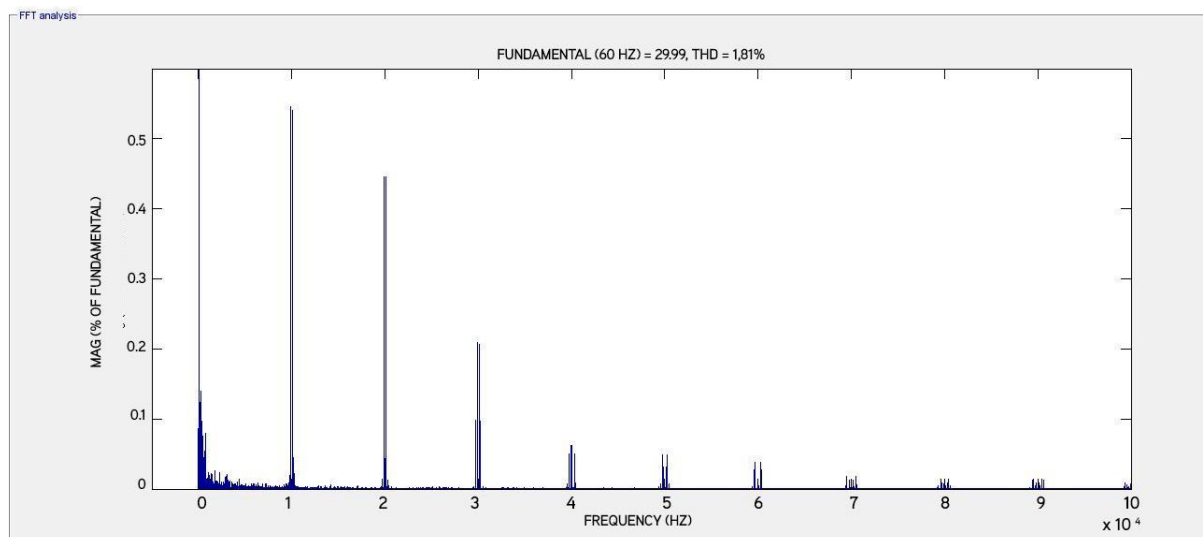
Figura 30 – Corrente de fase DPWM1.



Fonte: elaborada pelo autor.

O espectro de harmônicos da corrente de saída do inversor obtido com o emprego da técnica SPWM pode ser observado na Figura 31.

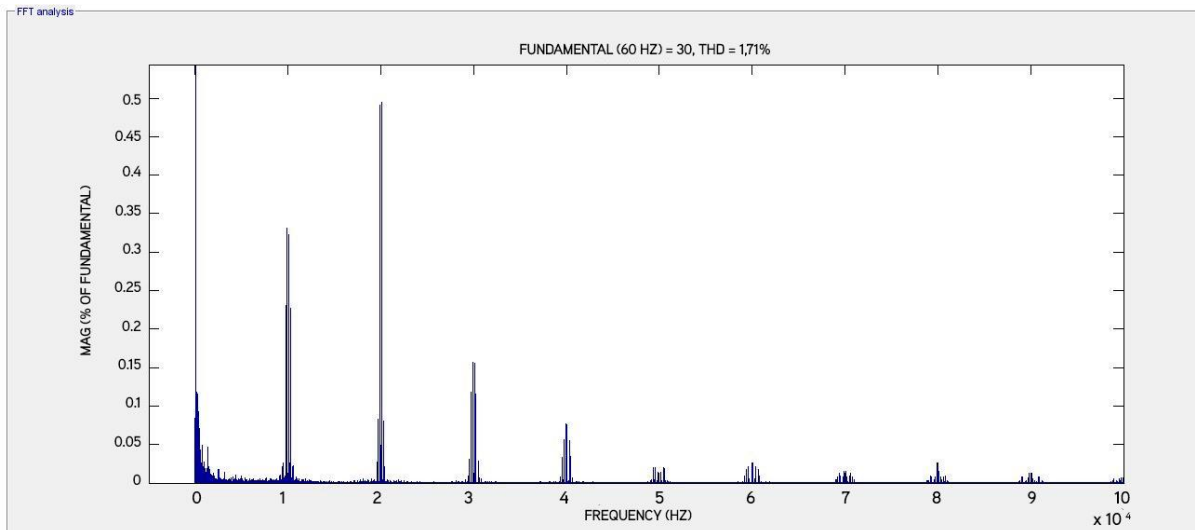
Figura 31 – FFT da corrente de fase do SPWM.



Fonte: elaborada pelo autor.

O espectro de harmônicos da corrente de saída do inversor obtido com o emprego da técnica SVPWM pode ser observado na Figura 32.

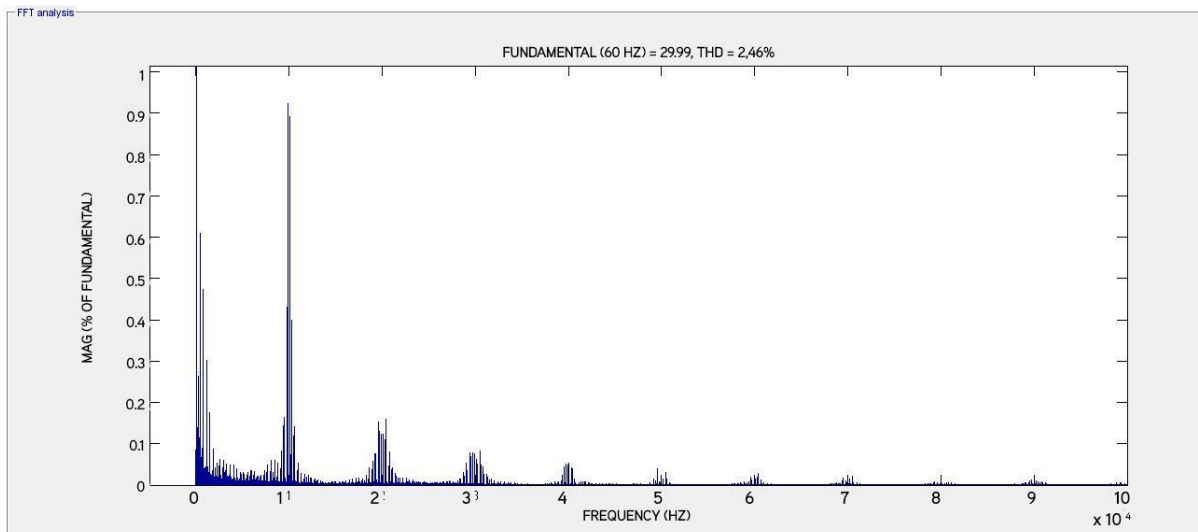
Figura 32 – FFT da corrente de fase do SVPWM.



Fonte: elaborada pelo autor.

O espectro de harmônicos da corrente de saída do inversor obtido com o emprego da técnica DPWM1 pode ser observado na Figura 33.

Figura 33 – FFT da corrente de fase do DPWM1.



Fonte: elaborada pelo autor.

Os dados apresentados nos gráficos de THD de corrente acima estão resumidos na Tabela 7 até a frequência 50.000 Hz. Com estas informações, é possível concluir que de forma geral a técnica SVPWM apresentou menores taxas de distorção harmônica total (1,71%) em comparação com as duas outras técnicas. A técnica SPWM apresentou a segunda menor taxa de THD (1,81%), enquanto a estratégia DPWM1 obteve uma taxa de THD de 2,46%.

Tabela 7 – Resumo espectro de harmônicos por técnica até frequência 50.000 Hz.

Frequência (kHz)	SPWM	SVPWM	DPWM1
10	0,55	0,33	0,92
20	0,45	0,49	0,16
30	0,21	0,16	0,08
40	0,06	0,08	0,05
50	0,05	0,02	0,04
THD %	1,81	1,71	2,46

Fonte: elaborada pelo autor.

De acordo com os dados fornecidos pela norma (IEEE, 2014), os limites recomendados de THD de corrente para harmônicos de ordem menor que 11 variam entre 4 a 15%, dependendo das condições do sistema avaliado. O valor máximo de THD de corrente medido nesta sessão foi de 2,46%. Assim, os níveis de THD obtidos neste cenário foram satisfatórios para todos os casos estipulados na referida norma.

5.5 Aproveitamento da tensão do barramento CC

Com o intuito de comparar as técnicas SPWM, SVPWM e DPWM1 em relação ao aproveitamento da tensão do barramento CC, fez-se uso da simulação apresentada na subseção 5.3. Os parâmetros utilizados nesta simulação estão listados na Tabela 6.

Em seguida, estabeleceu-se um valor para a corrente de eixo q - I_q , tal que as tensões trifásicas V_a , V_b e V_c de referência, as quais alimentam o bloco lógico de geração das três técnicas PWM, apresentassem um índice de modulação igual a 1.

A Tabela 8 resume os resultados obtidos após as simulações de cada estratégia PWM, utilizando o valor de I_q indicado.

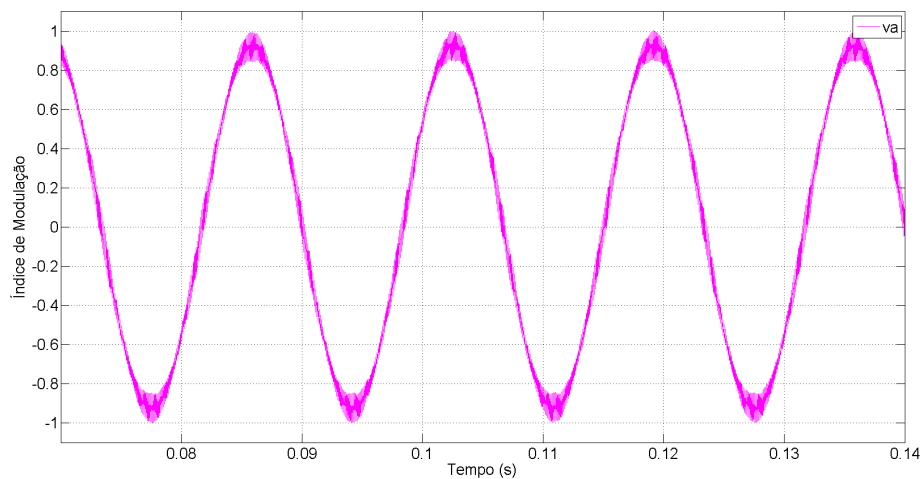
Tabela 8 – Potência ativa sintetizada e índice de modulação alcançado por técnica PWM.

Técnica	I_q (A)	Potência (kW)	m.i.
SPWM	86	23	1,00
SVPWM	93	25	0,85
DPWM1	82	22	1,00

Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 34 apresenta a forma de onda da tensão de referência V_a produzida ao se fazer uso da técnica SPWM, com a corrente $I_q = 86$ A. Pode-se ver que o índice de modulação da tensão de referência é igual a 1.

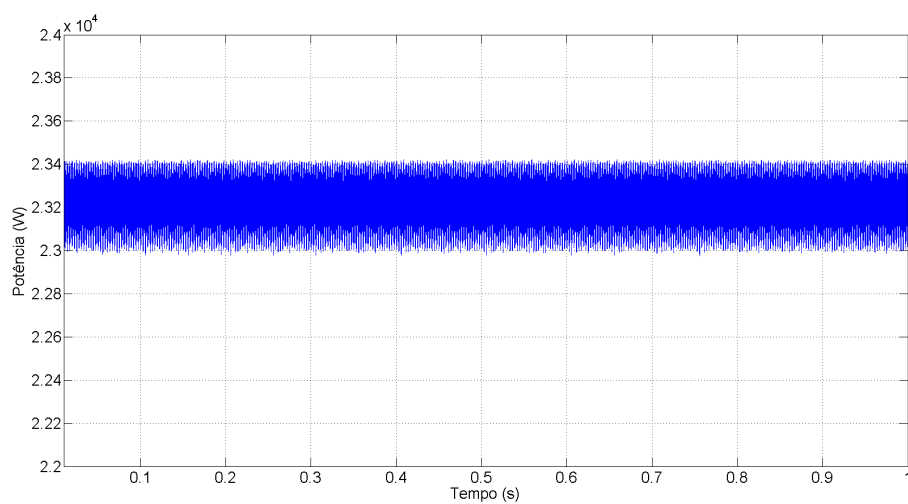
Figura 34 – Referência de V_a do SPWM.



Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 35 apresenta a potência produzida pelo conversor ao empregar a técnica SPWM, que foi de aproximadamente 23 kW.

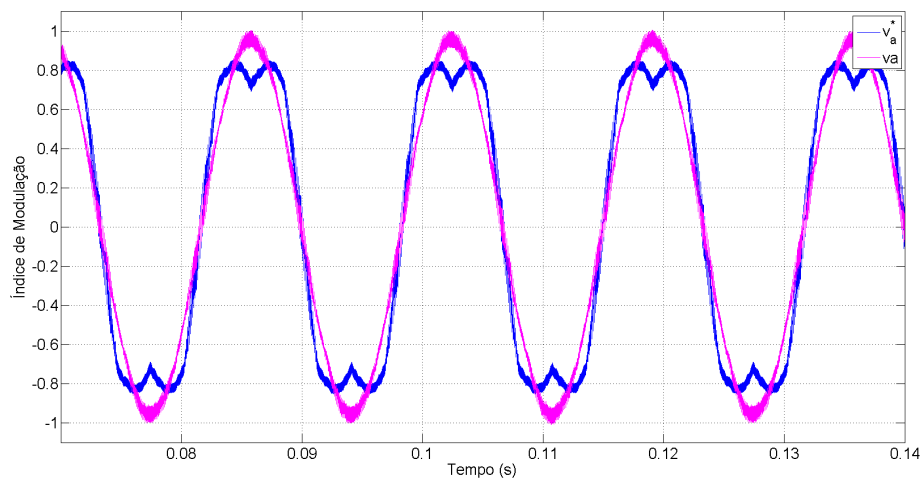
Figura 35 – Potência ativa sintetizada pelo SPWM.



Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 36 apresenta a forma de onda da tensão de referência V_a em rosa e da tensão $V_{a_}$ em azul, produzida ao se fazer uso da técnica SVPWM, com a corrente $I_q = 93$ A. Pode-se ver que o índice de modulação de V_a é 1, e o de $V_{a_}$ é igual a 0,85.

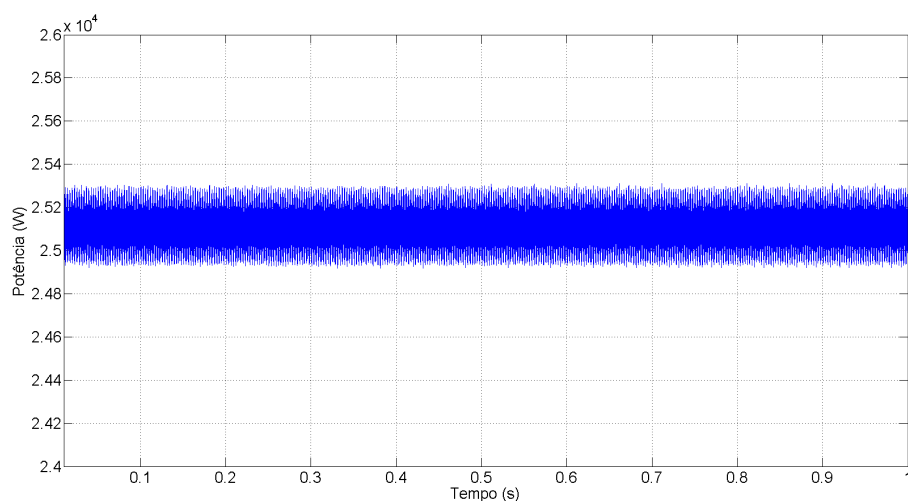
Figura 36 – Referências de V_a e $V_{a_}$ do SVPWM.



Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 37 apresenta a potência produzida pelo conversor ao empregar a técnica SVPWM, que foi de aproximadamente 25 kW.

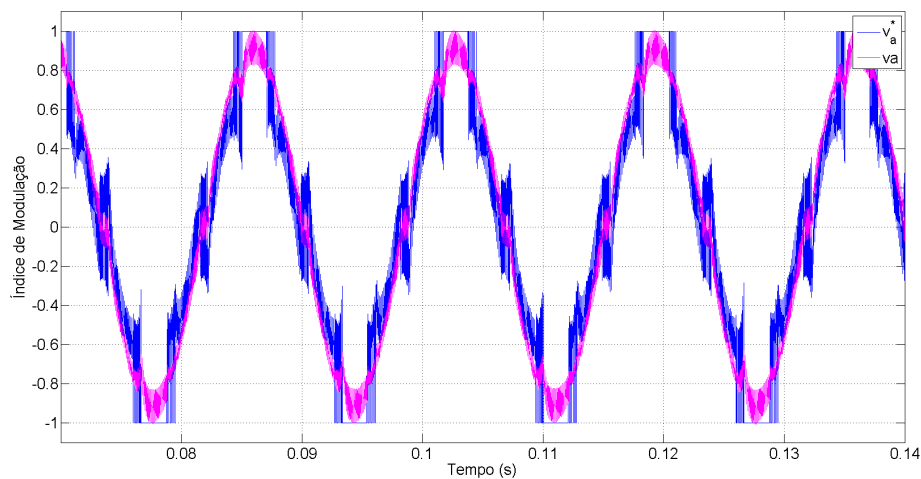
Figura 37 – Potência ativa sintetizada pelo SVPWM.



Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 38 apresenta a forma de onda da tensão de referência V_a em rosa e da tensão $V_{a_}$ em azul, produzida ao se fazer uso da técnica DPWM1, com a corrente $I_q = 82$ A. Pode-se ver que tanto o índice de modulação de V_a quanto o de $V_{a_}$ são iguais a 1.

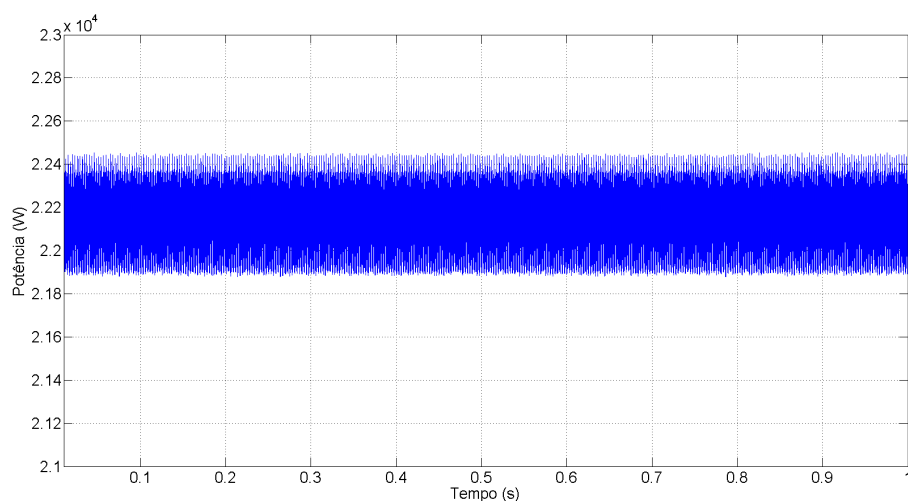
Figura 38 – Referências de V_a e $V_{a_}$ do DPWM1.



Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 39 apresenta a potência produzida pelo conversor ao empregar a técnica DPWM1, que foi de aproximadamente 22 kW.

Figura 39 – Potência ativa sintetizada pelo DPWM1.



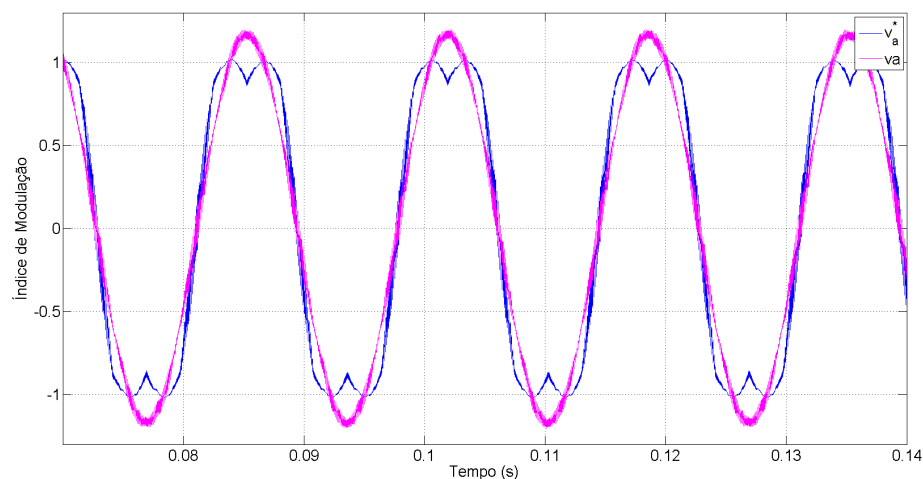
Fonte: elaborada pelo autor.

De acordo com os dados obtidos acima, pode-se perceber que a técnica SVPWM foi capaz de produzir mais potência e utilizando-se de um índice de modulação 15% menor do que as duas outras técnicas. Isso implica que há um aumento de 15 por cento na tensão de saída do inversor, resultando em uma melhor utilização da tensão presente no barramento CC (SABARAD; KULKARNI, 2015; UMASHANKAR et al., 2016).

A fim de ressaltar a vantagem da utilização da estratégia SVPWM para maior aproveitamento da tensão do elo CC, vamos aumentar o valor de I_q de maneira que o índice de modulação do sinal SVPWM passe a ser 1 ao invés de 0,85.

A Figura 40 apresenta a forma de onda da tensão de referência V_a em rosa e da tensão $V_{a_}$ em azul, produzida ao se fazer uso da técnica SVPWM, com a corrente $I_q = 140$ A. Pode-se ver que o índice de modulação de V_a é aproximadamente 1,18, e o de $V_{a_}$ é igual a 1.

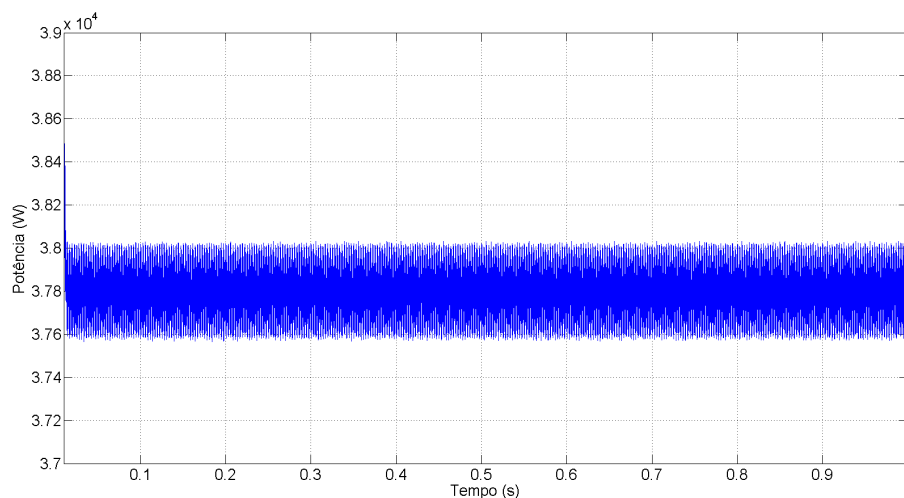
Figura 40 – Referências de V_a e $V_{a_}$ do SVPWM com índice de modulação 1.



Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 41 apresenta a potência produzida pelo conversor ao empregar a técnica SVPWM com índice de modulação igual a 1, que foi de aproximadamente 38 kW.

Figura 41 – Potência ativa sintetizada pelo SVPWM com índice de modulação 1.



Fonte: elaborada pelo autor.

Pode-se concluir que para o cenário apresentado, o SVPWM se destacou ao produzir mais potência utilizando-se de um índice de modulação inferior em relação às outras duas técnicas.

5.6 Perdas por Comutação

As Figuras 10, 11 e 12 apresentadas na subseção 5.1 serão utilizadas para realizar a análise em relação às perdas por comutação entre as três estratégias. Para esta simulação, a frequência da onda modulante foi igual a 50 Hz, a frequência da portadora foi igual a 1000 Hz e o período total de simulação foi igual a 0,03s. O número de pulsos realizados para os parâmetros de simulação listados acima estão resumidos na Tabela 9.

Tabela 9 – Resumo do número de pulsos executados em um período de 0,03 segundos.

Técnica	Número de Pulsos
SPWM	30 Pulsos
SVPWM	31 Pulsos
DPWM1	20 Pulsos

Fonte: elaborada pelo autor.

De acordo com os dados apresentados na Tabela 9, a técnica DPWM1 realiza 33,3% menos comutações das chaves semicondutoras do inversor do que a técnica SPWM. Semelhantemente, a estratégia DPWM1 realiza 35,5% menos comutações das chaves semicondutoras do inversor em relação à estratégia SVPWM. Dessa forma, conclui-se que a técnica DPWM1 apresenta menores perdas por comutação do que as estratégias SPWM e SVPWM.

6 Conclusão

O presente trabalho proporcionou ao autor a oportunidade ímpar de ampliar seus conhecimentos em assuntos tão importantes para sua área de formação. Esta pesquisa mostrou-se relevante para o ramo de geração distribuída de energia conectada à rede de distribuição, pois a estratégia escolhida para acionar o inversor influenciará no desempenho de todo o sistema. O baixo impacto ambiental e a possibilidade de protelar investimentos na expansão dos sistemas de transmissão e distribuição são algumas das vantagens encontradas na geração distribuída de energia baseada em fontes renováveis. Desta forma, reforça-se a importância do assunto tratado neste trabalho, sendo que implementar estratégias de modulação em um conversor e analisar o comportamento de cada uma delas é um fator expressivo na garantia da estabilidade da rede elétrica.

Este trabalho realizou uma análise prévia sobre as técnicas de modulação SPWM, SVPWM e DPWM1, identificando as vantagens que justificassem o emprego de cada uma. Simulações foram desenvolvidas a fim de validar tais características e estabelecer parâmetros de comparação entre as mesmas. Finalmente, as estratégias foram implementadas em um DSP e os resultados foram coletados.

A seção 6.1 apresenta os principais resultados alcançados, enquanto a seção 6.2 apresenta algumas limitações desta pesquisa. Por fim, a seção 6.3 sugere algumas possibilidades a serem exploradas em trabalhos futuros.

6.1 Resultados

Foram obtidos quatro resultados principais com a realização deste trabalho, sendo os três primeiros validados por meio de simulações. O primeiro resultado refere-se ao aspecto de distorção harmônica total, enquanto o segundo resultado refere-se ao aspecto de aproveitamento da tensão do barramento CC. Já o terceiro resultado faz referência ao aspecto de número de comutações realizadas pelas chaves semicondutoras do inversor. Por fim, o quarto resultado refere-se aos resultados experimentais do trabalho.

Em relação ao aspecto de distorção harmônica total de corrente, a técnica SVPWM apresentou menor nível de THD, seguido da estratégia SPWM e por fim, da técnica DPWM1. Assim, ao utilizar a estratégia SVPWM foi produzida uma corrente de saída no inversor com menos ruídos.

Quanto ao critério de aproveitamento da tensão do barramento CC, a técnica SVPWM novamente apresentou melhor resultado, visto que foi capaz de produzir mais potência do que as outras duas técnicas sob as mesmas condições e parâmetros de simulação.

O terceiro resultado obtido refere-se ao aspecto de número de comutações realizadas pelas chaves semicondutoras do inversor. Neste aspecto, a estratégia DPWM1 apresentou melhor resultado, uma vez que realizou menos comutações das chaves do inversor do que a

SPWM e SVPWM respectivamente. A técnica SPWM ocupou a segunda posição, seguido pela estratégia SVPWM.

Finalmente, o quarto resultado refere-se à implementação experimental das estratégias SVPWM e DPWM1 no DSP. Esta etapa foi realizada com êxito, e os resultados foram coletados através de osciloscópio, onde pôde-se ver as formas de onda referentes a cada estratégia.

De acordo com os resultados de simulações apresentados neste trabalho, pôde-se concluir que a técnica SVPWM foi a mais adequada para acionar o inversor. Isso porque ela apresentou melhores resultados em termos de qualidade da energia fornecida para a rede e aproveitamento da potência processada pelo conversor, fatores importantes em um sistema de geração distribuída de energia conectado à rede de distribuição.

6.2 Considerações e limitações

Na subseção 5.4, os resultados obtidos são comparados e analisados apenas em relação à THD de corrente da saída do inversor, de maneira que o THD da tensão de saída não foi avaliado.

Ainda, as estratégias não foram comparadas de forma experimental. Todos os resultados observados sobre as técnicas foram obtidos através de simulações.

Por fim, as simulações realizadas com o modelo Simulink da seção 5.3 não retrataram de forma completa um sistema de geração distribuída de energia interligado à rede de distribuição. O barramento CC foi alimentado com uma fonte de tensão ideal, e toda a potência produzida foi injetada na rede de distribuição, não havendo assim outras cargas para compartilhar a potência produzida.

6.3 Trabalhos futuros

Uma sugestão de trabalho futuro é investigar fatores que contribuam para os níveis de distorção harmônica total dos sinais de saída do conversor, como por exemplo, o tipo de filtro utilizado no projeto. O aspecto THD pode ser explorado também em relação à tensão de saída do inversor.

Outra vertente a ser pesquisada diz respeito à influência do índice de modulação dos sinais de referência das estratégias PWM no aproveitamento da tensão do elo CC, e até mesmo no nível de THD do sinal de saída do inversor.

Comparar as estratégias SPWM, SVPWM e DPWM1 de forma experimental a fim de validar os resultados obtidos através de simulação é um outro tópico a ser considerado.

Por fim, pesquisas que empreguem as estratégias PWM avaliadas neste trabalho em um cenário completo de geração distribuída e que validem o comportamento de tais técnicas pelos mesmos parâmetros podem ser relevantes.

Referências

AHMED, A. *Eletrônica de Potência*. 1. ed. São Paulo, BR: Prentice Hall, 2000. Citado na página 15.

AHMED, W.; ALI, S. Comparative study of svpwm (space vector pulse width modulation) & spwm (sinusoidal pulse width modulation) based three phase voltage source inverters for variable speed drive. *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering* 51 (2013) 012027, 2013. Citado na página 20.

ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST*. 2006. <<http://www.aneel.gov.br/prodist>>. (Accessed on 17/05/2017). Citado nas páginas 14 e 27.

ANEEL. *Resolução Normativa Nº 482, de 17 de Abril de 2012*. 2012. <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>>. (Accessed on 23/05/2017). Citado na página 17.

ANEEL. *Resolução Normativa Nº 687, de 24 de Novembro de 2015*. 2015. <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>>. (Accessed on 23/05/2017). Citado na página 17.

ANEEL. *Informações Técnicas - Geração Distribuída*. 2017. <http://www.aneel.gov.br/informacoes-tecnicas/-/asset_publisher/CegkWaVJWF5E/content/geracao-distribuida-introduc-1/656827?inheritRedirect=false>. (Accessed on 23/05/2017). Citado na página 17.

BELKHEIRI, A. et al. Fpga based control of a pwm inverter by the third harmonic injection technique for maximizing dc bus utilization. In: *2015 3rd International Conference on Control, Engineering Information Technology (CEIT)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–7. Citado na página 20.

BHATTACHARJEE, T.; JAMIL, M.; JANA, A. Design of spwm based three phase inverter model. In: *2018 Technologies for Smart-City Energy Security and Power (ICSERP)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. Citado nas páginas 26 e 27.

BHATTACHARYA, S.; MASCARELLA, D.; JOOS, G. Interleaved svpwm and dpwm for dual three-phase inverter-pmsm: An automotive application. In: *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6. Citado na página 22.

BLASKO, V. A hybrid pwm strategy combining modified space vector and triangle comparison methods. In: *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 1872–1878 vol.2. ISSN 0275-9306. Citado nas páginas 18, 23 e 26.

BLASKO, V. Analysis of a hybrid pwm based on modified space-vector and triangle-comparison methods. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 3, p. 756–764, May 1997. ISSN 0093-9994. Citado na página 21.

CHAIYOT, R.; KINNARES, V. Continuous and discontinuous space vector pulsewidth modulator using a tms320c2000 f28335 board. In: *2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5. Citado na página 26.

- ELRAJOUBI, A.; ANG, S. S.; ABUSHAIBA, A. Tms320f28335 dsp programming using matlab simulink embedded coder: Techniques and advancements. In: *2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–7. Citado na página 35.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. 2. ed. [S.l.]: Springer US, 2001. Citado nas páginas 15 e 27.
- GARCÍA, R. C.; PINTO, J. O. P. A new simplified svpwm algorithm based on modified carrier signal. *Revista Controle & Automação/Vol.22 no.5/Setembro e Outubro 2011*, 2011. Citado na página 21.
- GUNASEKARI, R.; DHANALAKSHMI, R.; RAJA, P. C. K. Power flow stability improvement in renewable hybrid power system using svpwm technique. In: *2016 Biennial International Conference on Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy (PESTSE)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5. Citado na página 20.
- HARIRAM, B.; MARIMUTHU, N. S. Space vector switching patterns for different applications - a comparative analysis. In: *2005 IEEE International Conference on Industrial Technology*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 1444–1449. Citado na página 16.
- HAVA, A. M.; KERKMAN, R. J.; LIPO, T. A. Simple analytical and graphical methods for carrier-based pwm-vsi drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, n. 1, p. 49–61, Jan 1999. ISSN 0885-8993. Citado nas páginas 18, 23, 24, 25 e 26.
- HAVA, A. M.; ÇETIN, N. O. A generalized scalar pwm approach with easy implementation features for three-phase, three-wire voltage-source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 5, p. 1385–1395, May 2011. ISSN 0885-8993. Citado nas páginas 15, 18, 22, 23, 24, 25, 26 e 32.
- HOLMES, D. G. et al. An innovative, efficient current-fed push-pull grid connectable inverter for distributed generation systems. In: *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–7. ISSN 0275-9306. Citado nas páginas 14 e 17.
- HOLTZ, J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, v. 82, n. 8, p. 1194–1214, Aug 1994. ISSN 0018-9219. Citado na página 23.
- IEEE. Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, p. 1–29, June 2014. Citado nas páginas 27 e 52.
- INEE. *O que é Geração Distribuída*. 2004. <http://www.inee.org.br/forum_ger_distrib.asp>. (Accessed on 04/10/2017). Citado na página 14.
- INSTRUMENTS, T. *TMS320x280x, 2801x, 2804x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module - Reference Guide*. [S.l.]: Texas Instruments, 2004. <<http://www.ti.com/lit/ug/spru791f/spru791f.pdf>>. [Revised July 2009]. Citado nas páginas 18, 36, 37, 38 e 39.
- INSTRUMENTS, T. *Using the Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module for 0% to 100% Duty Cycle Control - Application Report*. [S.l.]: Texas Instruments, 2006. <<http://www.ti.com/lit/an/spraai1/spraai1.pdf>>. Original document from Hrishikesh Nene. Citado nas páginas 18, 35, 36 e 39.
- INSTRUMENTS, T. *C2000 Piccolo One-Day Workshop Module 3*. [S.l.]: Texas Instruments, 2009. <http://processors.wiki.ti.com/index.php/C2000_Piccolo_One-Day_Workshop_Module_3>. [Revised April 2010]. Citado na página 38.

IVANQUI, J. *Controle de geradores síncronos com ímãs permanentes em aerogeradores sob condições de afundamento de tensão da rede elétrica: falhas simétricas e assimétricas*. 2014. 146 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, BR, 2014. Citado na página 14.

LEE, H.-H.; CHOI, U.-M.; LEE, K.-B. Neutral-point voltage control for grid-connected three-level inverters using a discontinuous pulse width modulation. In: *2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 638–642. ISSN 1938-8756. Citado na página 21.

LEE, T. L.; HSIEH, T. Y. A new dpwm modulation for three-level neutral point clamped inverter with assuming balanced neutral-point voltage. In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 2273–2279. ISSN 2329-3721. Citado na página 15.

LESAN, A. Y. E.; DOUMBIA, M. L.; SICARD, P. Dsp-based sinusoidal pwm signal generation algorithm for three phase inverters. In: *2009 IEEE Electrical Power Energy Conference (EPEC)*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6. Citado na página 16.

LI, J. et al. The switching losses between continuous and discontinuous space vector modulation drive a permanent magnet synchronous motor. In: *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–4. Citado nas páginas 20 e 21.

LIU, F.; XIN, K.; LIU, Y. An adaptive discontinuous pulse width modulation (dpwm) method for three phase inverter. In: *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1467–1472. Citado na página 21.

LOBATO, G. I. C. *Sistema de Comunicação e Comando Remoto de Inversores Utilizando o Barramento de Alimentação em Corrente Contínua*. 2014. 97 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, BR, 2014. Citado nas páginas 23 e 26.

LOPES, A. G. P. de S. *Controlo Avançado de Conversores para Sistemas FotoVoltaicos*. 2013. 117 p. Dissertação (Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores) — Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, Portugal, 2013. Citado na página 26.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power electronics: converters, applications and design*. 3. ed. New York, USA: Wiley, 2003. Citado nas páginas 15, 16, 23 e 27.

NGUYEN, T. D. et al. A direct digital technique implementation of general discontinuous pulse width modulation strategy. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 9, p. 4445–4454, Sept 2011. ISSN 0278-0046. Citado na página 20.

OLIVEIRA, R. G. de. *Contribuição ao controle de um sistema de geração a velocidade variável utilizando gerador de indução duplamente excitado*. 2009. 242 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, BR, 2009. Citado nas páginas 14, 28 e 29.

PINTO, L. M. de O. *Levantamento de Harmônicas em Redes de Distribuição de uma Concessionária de Energia*. 2016. 104 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal da Paraíba - Centro de Energias Alternativas e Renováveis, João Pessoa, BR, 2016. Citado na página 27.

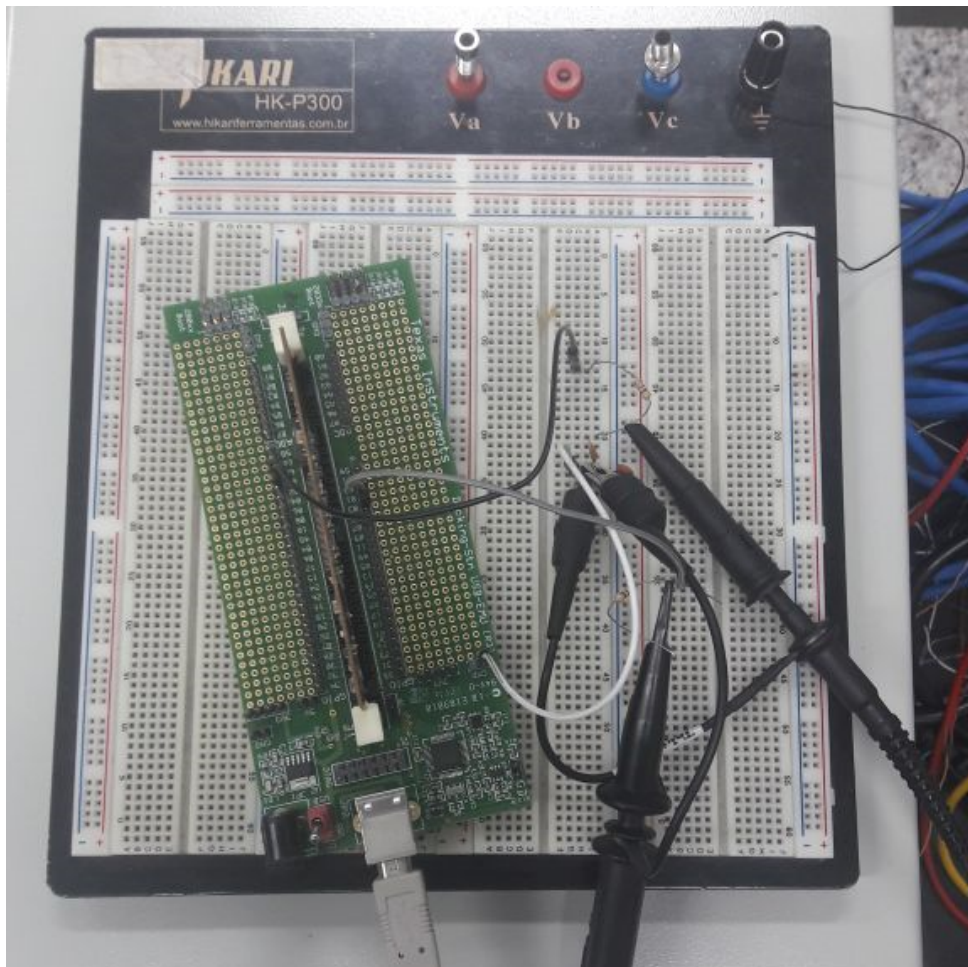
POMILIO, J. A. *Eletrônica de Potência*. 1998. <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/elpot.html>>. (Accessed on 20/04/2017). Citado na página 15.

- RAHMAN, A.; RAHMAN, M. M.; ISLAM, M. R. A study of thd minimization of three phase inverter using modified thpwm. In: *2017 3rd International Conference on Electrical Information and Communication Technology (EICT)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–4. Citado na página 27.
- REDDY, T. B.; ISHWARYA, K. Simple and efficient generalized scalar pwm algorithm for vsi fed induction motor drives. In: *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6. Citado nas páginas 22, 23 e 24.
- SABARAD, J.; KULKARNI, G. H. Comparative analysis of svpwm and spwm techniques for multilevel inverter. In: *2015 International Conference on Power and Advanced Control Engineering (ICPACE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 232–237. Citado na página 56.
- SAMPAIO, L. P. *Uma Nova Metodologia de Projeto e Controle para o Inversor Boost (CSI) Monofásico, para o Aproveitamento de Fontes Alternativas e Renováveis de Energia Elétrica*. 2010. 111 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual Paulista - Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, São Paulo, BR, 2010. Citado na página 15.
- UMASHANKAR, S. et al. Comparative evaluation of pulse width modulation techniques on effective dc link voltage utilization of grid connected inverter. In: *2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 2376–2383. Citado nas páginas 16 e 56.
- VIVEK, G.; BISWAS, J. Study on hybrid svpwm sequences for two level vsis. In: *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 219–224. Citado na página 20.
- WU, Y. et al. Comparison of the effects of continuous and discontinuous pwm schemes on power losses of voltage-sourced inverters for induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 1, p. 182–191, Jan 2011. ISSN 0885-8993. Citado nas páginas 20 e 21.
- ZHAN, Y. et al. Investigation and comparison of inverter-fed induction machine loss. In: *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6. ISSN 0197-2618. Citado na página 21.

APÊNDICE A – Imagens Complementares

Algumas imagens complementares são citadas no decorrer deste trabalho e são apresentadas a seguir.

Figura 42 – Esquema de ligação do DSP com o filtro RC.



Fonte: elaborada pelo autor