



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMIÁRIDO
PRÓ-REITORIA DE GRADUAÇÃO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIAS
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JUDSON PRAXEDES DA SILVA

**DESENVOLVIMENTO DE ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO SVPWM APLICADA
A INVERSOR MULTINÍVEL PARA ALIMENTAR UMA MÁQUINA DE INDUÇÃO
TRIFÁSICA**

CARAÚBAS

2021

JUDSON PRAXEDES DA SILVA

**DESENVOLVIMENTO DE ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO SVPWM APLICADA
A INVERSOR MULTINÍVEL PARA ALIMENTAR UMA MÁQUINA DE INDUÇÃO
TRIFÁSICA**

Monografia apresentada à Universidade Federal Rural do Semiárido como parte dos requisitos para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Rodrigo Prado de Medeiros, Prof. Dr.

CARAÚBAS

2021

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

S586d SILVA, JUDSON PRAXEDES DA.
DESENVOLVIMENTO DE ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO
SVPWM APLICADA A INVERSOR MULTINÍVEL PARA
ALIMENTAR UMA MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA /
JUDSON PRAXEDES DA SILVA. - 2021.
67 f. : il.

Orientador: RODRIGO PRADO DE MEDEIROS.
Monografia (graduação) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Curso de Engenharia
Elétrica, 2021.

1. SVPWM. 2. INVERSOR. 3. MULTINÍVEL. 4.
MÁQUINA DE INDUÇÃO. 5. THD. I. MEDEIROS, RODRIGO
PRADO DE, orient. II. Título.

Ficha catalográfica elaborada por sistema gerador automático em conformidade
com AACR2 e os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Biblioteca Campus Caraúbas
Bibliotecária: Dalvanira Brito Rodrigues
CRB: 15/700

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

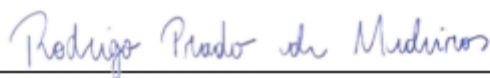
JUDSON PRAXEDES DA SILVA

**DESENVOLVIMENTO DE ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO SVPWM APLICADA
A INVERSOR MULTINÍVEL PARA ALIMENTAR UMA MÁQUINA DE INDUÇÃO
TRIFÁSICA**

Monografia apresentada à Universidade Federal Rural do Semiárido como parte dos requisitos para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Defendida em: 19 / 11 / 2021.

BANCA EXAMINADORA

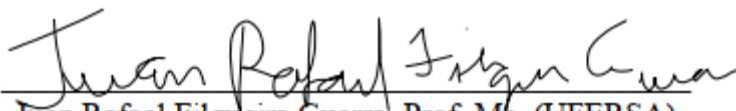


Rodrigo Prado de Medeiros, Prof. Dr. (UFERSA)
Presidente

CECILIO MARTINS DE
SOUSA NETO:06286737448

Assinado de forma digital por
CECILIO MARTINS DE SOUSA
NETO:06286737448
Dados: 2021.11.26 15:24:54 -03'00'

Cecílio Martins de Sousa Neto, Prof. Dr. (UFERSA)
Membro Examinador



Juan Rafael Filgueira Guerra, Prof. Me. (UFERSA)
Membro Examinador

RESUMO

O presente trabalho tem como objetivo o dimensionamento de um dispositivo de modulação SVPWM (do inglês *Space Vector Pulse Width Modulation*) aplicado à um inversor trifásico multinível, que seja capaz de elevar o aproveitamento da tensão de barramento em corrente contínua do inversor em relação à técnica convencional de modulação senoidal e que alimente uma máquina de indução trifásica, fornecendo-a tensões e correntes que atendam às normas e recomendações da IEEE-519 e da ANEEL no que diz respeito ao conteúdo harmônico destes dispositivos. Dentre os resultados obtidos, pode-se destacar a redução do THD de tensão em 99,9191% e o pico da corrente de partida do motor foi reduzida em 23.039% em relação à partida direta da máquina. Essa redução de THD, no entanto, não eliminou totalmente o conteúdo harmônico do espectro, uma vez que se trata de um sistema em malha aberta.

Palavras-chave: SVPWM, inversor, multinível, máquina de indução, THD, filtro LC.

ABSTRACT

This work aims to design a SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) modulation device applied to a multilevel three-phase inverter, which is capable of increasing the use of the DC bus voltage of the inverter in relation to the technique conventional sinusoidal modulation and that feeds a three-phase induction machine, providing it with voltages and currents that meet the standards and recommendations of IEEE-519 and ANEEL regarding the harmonic content of these devices. Among the results obtained, it can be highlighted the reduction of the voltage THD by 99.9191% and the motor starting current was reduced by 23,039% in relation to the direct starting of the machine. This THD reduction, however, did not completely eliminate the harmonic content from the spectrum, as it is an open-loop system.

Keywords: SVPWM, inverter, multilevel, induction machine, THD, LC filter.

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha mãe, Rosangela Praxedes, por todo o amor e apoio para superar os obstáculos que me são impostos.

Agradeço à minha irmã, Nisia Sthéfane Praxedes Fernandes, pelo suporte e amor que tem me incentivado a continuar lutando.

Em memória de Maria de Loudes Bezerra, minha saudosa avó, por todo o amor e carinho que deixou no período em que nos honrou com sua presença.

Em memória de Manoel Jovanildo Fernandes, meu padrasto, por todo o suporte que me possibilitou concluir este percurso.

Agradeço ao meu orientador, Dr. Rodrigo Prado de Medeiros, por todo o suporte prestado durante a realização deste trabalho, bem como pelos ensinamentos durante o período de graduação.

Aos docentes e técnicos da COAE e da PROAE, que me auxiliaram tempestivamente quando precisei de informações das mais diversas, bem como no período em que realizei atividades como bolsista, muito obrigado!

“Esteja sozinho, este é o segredo da invenção, é assim que as ideias nascem.”

Nikola Tesla

LISTA DE TABELAS

TABELA 1. ESTADOS DE CHAVEAMENTO E DEFINIÇÕES DOS VETORES ESPACIAIS.	21
TABELA 2. CONDIÇÕES DE ACIONAMENTO DA SEQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO.	29
TABELA 3. TEMPOS DE OPERAÇÃO DOS VETORES FUNDAMENTAIS.	30
TABELA 5. CONDIÇÕES DE ACIONAMENTO PARA O CIRCUITO DE ELIMINAÇÃO DE HARMÔNICAS PARES.	32
TABELA 6. ESPECIFICAÇÕES NOMINAIS DO MIT.	45
TABELA 7. VALORES CALCULADOS PARA O MOTOR EM QUESTÃO.	46
TABELA 8. RESULTADOS OBTIDOS ATRAVÉS DA SIMULAÇÃO.	54
TABELA 9. TEMPOS DE ESTABILIZAÇÃO PARA DIFERENTES FREQUÊNCIAS DE OPERAÇÃO.	56
TABELA 10. RESULTADOS OBTIDOS ANALISANDO-SE AS FORMAS DE ONDA DE CORRENTE DA FASE A.	57
TABELA 11. COMPARATIVO DOS RESULTADOS OBTIDOS PARA A CORRENTE NA FASE A.	58
TABELA 12. RESULTADO DA SIMULAÇÃO COM SUB-CÉLULAS DE COMUTAÇÃO.	61

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1. COMPARAÇÃO COM PORTADORA TRIANGULAR (A), PWM GERADO (B), CORRENTE NA FASE A (C) E ESPECTRO HARMÔNICO (D).....	16
FIGURA 2. SINTETIZAÇÃO DE ONDA QUADRADA NA REGIÃO DE SOBREMÓDULAÇÃO.....	17
FIGURA 3. ÍNDICE DE MODULAÇÃO VERSUS VALOR RMS DA COMPONENTE FUNDAMENTAL DAS TENSÕES DE LINHA.	18
FIGURA 4. TENSÃO CARACTERÍSTICA DA SVM COM INJEÇÃO DE TERCEIRA HARMÔNICA.....	18
FIGURA 5. COMPARATIVO ENTRE AS CORRENTES DE SAÍDA DOS MÉTODOS SPWM E SVPWM.	20
FIGURA 6. ESQUEMÁTICO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO MULTINÍVEL UTILIZADO COMO BASE PARA O PROJETO. ...	20
FIGURA 7. DIAGRAMA VETORIAL UTILIZADO NA TRANSFORMADA DE CLARKE (A) TENSÕES DE FASE (B) E PROJEÇÃO FASORIAL NOS EIXOS FICTÍCIOS (C).	22
FIGURA 8. ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO QUE CONVERTE AS TENSÕES TRIFÁSICAS PARA BIFÁSICAS.	24
FIGURA 9. DIAGRAMA VETORIAL DA TRANSFORMADA DE PARK E PROJEÇÃO DAS TENSÕES NO EIXO DIRETO E EM QUADRATURA.	25
FIGURA 10. DIAGRAMA DOS VETORES ESPACIAIS DO SISTEMA.	27
FIGURA 11. DECOMPOSIÇÃO DO VETOR DE TENSÃO DE REFERÊNCIAS V_{REF}	27
FIGURA 12. DIAGRAMA VETORIAL APÓS A DIVISÃO EM SUB-SETORES (A), ESTADOS DE CHAVEAMENTO ANTES (B) E DEPOIS DA DIVISÃO (C).	31
FIGURA 13. SEQUÊNCIA NEGATIVA DO QUINTO HARMÔNICO.....	33
FIGURA 14. ESQUEMÁTICO DOS CAMPOS MAGNÉTICOS DE UM MIT SOB CONDIÇÕES DE CARGA LEVE (A) E DE CARGA PESADA (B).	36
FIGURA 15. CURVA CARACTERÍSTICA DE TORQUE-VELOCIDADE DO MIT.	37
FIGURA 16. CIRCUITO EQUIVALENTE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO.....	38
FIGURA 17. COMPARATIVO DAS CURVAS-CARACTERÍSTICAS PARA VARIAÇÕES DE CARGA NO ROTOR.....	39
FIGURA 18. CURVAS CARACTERÍSTICAS DE TORQUE-VELOCIDADE DA MÁQUINA PARA UMA MÁQUINA SEM O INVERSOR (A) E COM INVERSOR (B).	41
FIGURA 19. INVERSOR DO TIPO <i>BACK-TO-BACK</i>	42
FIGURA 20. RETIFICADOR TRIFÁSICO DE 6 PULSOS NÃO CONTROLADO.....	42
FIGURA 21. <i>RIPPLE</i> DE TENSÃO NO BARRAMENTO DC DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO DE 6 PULSOS NÃO-CONTROLADO.....	43
FIGURA 22. TENSÕES DE FASE NA CARGA VR (A) E CORRENTE NA FASE A COM DISTORÇÃO HARMÔNICA (B)....	43
FIGURA 23. CARACTERÍSTICA DE CONJUGADO VERSUS VELOCIDADE DO MOTOR DE INDUÇÃO.	45
FIGURA 24. ESQUEMÁTICO DO SISTEMA DE MODULAÇÃO DO CIRCUITO.....	46
FIGURA 25. TRANSFORMAÇÃO OBTIDA DOS SINAIS TRIFÁSICOS EM BIFÁSICOS ALFA E BETA.	47
FIGURA 26. FORMAS DE ONDA MODULADAS COM INJEÇÃO DE TERCEIRO HARMÔNICO.....	48
FIGURA 27. COMPARATIVO ENTRE A ONDA MODULADA, SINAL SENOIDAL E PORTADORA TRIANGULAR.....	48
FIGURA 28. CIRCUITO DE CHAVEAMENTO DO MIT E SENSORES DE VELOCIDADE, TORQUE E ESCORREGAMENTO.....	49
FIGURA 29. SETORES DE COMUTAÇÃO SIMULADOS.....	50

FIGURA 30. DIFERENÇA DE POTENCIAL ENTRE AS FASES A E B (A), ESPECTRO HARMÔNICO ATÉ 100 kHz (B), EM TORNO DA FREQUÊNCIA DE PORTADORA (C) E DUAS VEZES F_{PORT} (D).....	50
FIGURA 31. CORRENTES DE FASE (A) E ESPECTRO HARMÔNICO (B) ANTES DA INSERÇÃO DO FILTRO LC.	52
FIGURA 32. TENSÃO FASE-FASE (A), ESPECTRO HARMÔNICO TOTAL (B) E EM TORNO DA FREQUÊNCIA DE CORTE (C).	53
FIGURA 33. ESTADOS DE COMUTAÇÃO DOS INTERRUPTORES PARA OS SEIS SETORES DE CHAVEAMENTO.	55
FIGURA 34. VELOCIDADES SIMULADAS PARA DIFERENTES FREQUÊNCIAS.....	56
FIGURA 35. CORRENTES DA FASE A PARA DIFERENTES FREQUÊNCIAS DE OPERAÇÃO.....	57
FIGURA 36. CORRENTE NA FASE A PARA O MODO PARTIDA DIRETA E COM APLICAÇÃO DO SVM.	58
FIGURA 37. CIRCUITO PARA ELIMINAÇÃO DE HARMÔNICAS DE ORDEM PAR.....	59
FIGURA 38. V_{AB} EM (A) E ESPECTRO HARMÔNICO OBTIDO (B) E (C).....	59
FIGURA 39. PWM DO SETOR I-B PARA S1, S3 E S5.....	61
FIGURA 40. ESTADOS DE COMUTAÇÃO PARA TODOS OS SEIS SETORES ESPACIAIS OBTIDOS.....	62

Sumário

1.	INTRODUÇÃO	12
1.1.	Objetivos	15
1.2.	Geral.....	15
1.3.	Específicos.....	15
1.4.	Metodologia	15
2.	REFERENCIAL BIBLIOGRÁFICO	16
2.2.	Estados de chaveamento	20
2.3.	Transformadas de Clarke e de Park	22
2.4.	Equacionamento dos vetores espaciais.....	26
2.5.	Condições de acionamento e determinação dos setores.....	27
2.6.	Divisão em subsetores de comutação.....	30
2.7.	Distorção harmônica e qualidade de energia	32
2.8.	Equações da curva de torque-velocidade de um MIT	35
2.9.	Equações da curva de torque-velocidade com inversores de frequência.....	39
2.10.	Topologias de retificadores aplicados a inversores multiníveis	41
2.11.	Topologias de filtros passivos utilizados em inversores.....	44
3.	RESULTADOS E DISCUSSÕES	45
3.1.	Esquemático do circuito de modulação.....	46
3.2.	Formas de onda moduladas obtidas	47
3.3.	Implementação do inversor trifásico e dos sensores	49
3.4.	Setores de comutação e distorção harmônica obtidos	49
3.5.	Equacionamento do filtro LC para redução da distorção harmônica	53
3.6.	Estados de chaveamento simulados e frequência de comutação obtida	55
3.7.	Velocidade para diferentes frequências	56
3.8.	Correntes de linha para variações de frequência.....	57

3.9.	Eliminação de harmônicos de mesma ordem utilizando sub-células de comutação.....	58
4.	CONCLUSÃO	63
5.	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	65

1. INTRODUÇÃO

As máquinas elétricas, criadas em 1877 por Werner Von Siemens, possuíam um custo elevado de fabricação e baixo rendimento em relação às demais máquinas a vapor utilizadas na época. Cerca de uma década após o surgimento destas máquinas, Nikola Tesla desenvolveu seu primeiro grande aprimoramento, que consistia na ausência de contatos entre rotor e estator: era a máquina de indução (TESLA, 1888). A arquitetura dessas máquinas consiste na presença de enrolamentos no estator, enquanto o rotor pode ser classificado como gaiola de esquilo ou bobinado, sendo o primeiro composto por barras condutoras encaixadas em ranhuras de ferro do rotor e curto-circuitadas por anéis condutores. Dessa forma, ocorre a indução de corrente nos enrolamentos do rotor, de modo a produzir um conjugado eletromecânico quando a velocidade síncrona é diferente da velocidade do rotor (UMANS, 2014).

As máquinas síncronas, cujo tipo de excitação é classificado como duplamente excitado, possui uma armadura energizada a partir de uma fonte de corrente alternada, enquanto o enrolamento de campo é alimentado por uma fonte de corrente contínua. Sua partida necessita ser executada separadamente até atingir a velocidade síncrona antes de poder ser sincronizado à fonte, o que torna seu processo de produção mais custoso. Permite ainda uma maior flexibilidade de controle do fator de potência em relação às máquinas de indução (UMANS, 2014). Estas, por sua vez, têm sua armadura energizada por meio de uma fonte de corrente alternada, possuem torque de partida automática, operam com fator de potência atrasado e susceptível a diminuir quando operando com altas cargas no rotor; sua velocidade reduz com o aumento da carga, sendo necessário a implementação de inversores de frequência para maximização da eficiência de operação dessas máquinas; possuem uma menor eficiência em relação às máquinas síncronas, porém seu custo de produção é menor, além da possibilidade de operação com velocidade variável, especificação esta que é essencial atualmente na indústria de automação (MOHAN, 2012).

O controle de velocidade dessas máquinas pode ser feito por meio de inversores frequência, que utilizam a modulação por largura de pulso para controlar a razão cíclica e a frequência de chaveamento dos dispositivos semicondutores de potência, que podem variar desde transistores bipolares de junção (TBJ), até os MOSFET's, que permitem uma robustez maior. Atualmente, as duas técnicas de controle mais utilizadas nesses dispositivos são o método escalar e o vetorial. No primeiro, a tensão é mantida constante em relação a frequência,

mantendo-se o torque e o fluxo constantes para variações de velocidade no rotor (MOHAN, 2012). Com o avanço no estudo dos modelos dinâmicos da MIT (Máquina de indução trifásica), surgiu a técnica de modulação vetorial, o que possibilitou o aumento no aproveitamento da tensão de barramento de corrente contínua em aplicações que envolvam alta frequência de comutação (BROECK, 1988). Nesse sentido, a técnica de modulação por largura de pulso utilizando vetores espaciais se apresenta como uma alternativa viável principalmente no que diz respeito à qualidade de energia entregue à carga, uma vez que vem sendo cada vez mais aprimorada por meio de estudos relacionados à eliminação de componentes harmônicas de mesma ordem, como o modelo apresentado por Waltrich (2015) que consiste no estudo e implementação de um inversor multinível trifásico em cascata empregando sub-células de comutação, e o modelo proposto por Broeck e Stanke (1988), os primeiros a desenvolver a estratégia modulação baseada na teoria dos vetores espaciais.

Segundo Wu (2006), quando comparado a outros métodos de modulação convencionais, como a modulação por largura de pulso senoidal (ou SPWM, do inglês *Senoidal Pulse Width Modulation*), o SVPWM apresenta um aproveitamento do barramento DC cerca de 15.5% superior ao método senoidal quando aplicado a inversores de três níveis, o que torna o método mais adequado para sistemas de alta potência que demandem uma maior eficiência na tensão entregue à carga. Para inversores multiníveis, o pico da tensão sobre os interruptores utilizados na técnica SPWM fica limitado à tensão de barramento $V_{DC}/2$, de modo que, se o pico de tensão de V_{REF} ultrapassar $V_{DC}/2$, o sistema em questão estará atuando numa região de sobremodulação. Isso acarretará na sintetização de um sinal de onda quadrada, bem como na injeção de distorções harmônicas de baixa ordem, que podem atenuar a tensão na saída do inversor (WU, 2006). Essa injeção também pode afetar a Distorção Harmônica Total (*Total Harmonic Distortion*, ou *THD*) do dispositivo, ultrapassando os limites de restrição impostos pela recomendação IEEE-519 e pela ANEEL, fazendo com que o inversor projetado com tais características afete a rede externa à qual está conectado (WU, 2006). Dentre as técnicas de modulação capazes de suprimir o referido conteúdo, tem-se a modulação por eliminação de largura de banda seletiva (*Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation*, ou *SHEPWM*), cuja implementação é considerada complexa em nível de *hardware* (DECKMANN, S. M.; POMÍLIO, J. A, 2008).

Dessa forma, será dimensionado, neste estudo, um dispositivo de modulação SVPWM que seja capaz de elevar o aproveitamento da tensão do barramento em corrente contínua de

um inversor trifásico quando comparado à técnica de modulação senoidal. Analisar-se-á, também, a qualidade de energia do sistema e a distorção harmônica proveniente da injeção de terceira harmônica, característica do método em questão, bem como as técnicas de mitigação deste conteúdo por meio de filtros passivos. Este inversor alimentará uma máquina de indução trifásica equilibrada e de sequência positiva, ligada em Y. Dessa forma, parâmetros como curvas características de torque-velocidade serão analisadas, bem como as formas de onda moduladas, conversão das tensões trifásicas para bifásicas através da transformada de Clarke, setores, estados de chaveamento e frequência de comutação.

1.1. Objetivos

1.2. Geral

Dimensionamento de uma estratégia de modulação SVPWM capaz de elevar o aproveitamento da tensão de barramento de um inversor multinível, melhorando a qualidade das tensões e correntes que alimentarão a máquina de indução trifásica, bem como o projeto de um filtro passivo que possibilite atenuar o THD do sistema em malha aberta.

1.3. Específicos

Para atingir o objetivo geral, traçaram-se os seguintes objetivos específicos:

- Saber estimar os parâmetros e especificar um motor de indução trifásico;
- Realizar a análise vetorial do chaveamento e suas formas de onda;
- Realizar a análise das curvas de conjugado e dos perfis de tensões e correntes do motor, bem como do conteúdo harmônico proveniente da técnica de modulação empregada;
- Obter a frequência de comutação e o estado de chaveamento para cada um dos seis setores;
- Projetar um filtro LC que seja capaz de reduzir a taxa de distorção harmônica para os valores propostos pela IEEE-519 e pela ANEEL;

1.4. Metodologia

O método analítico utilizado consistiu integralmente na utilização de *softwares* de simulação e modelagem de circuitos elétricos e algoritmos, uma vez que, devido ao quadro de saúde pandêmico, não houve a possibilidade de desenvolvimento de um protótipo em laboratório no período em questão.

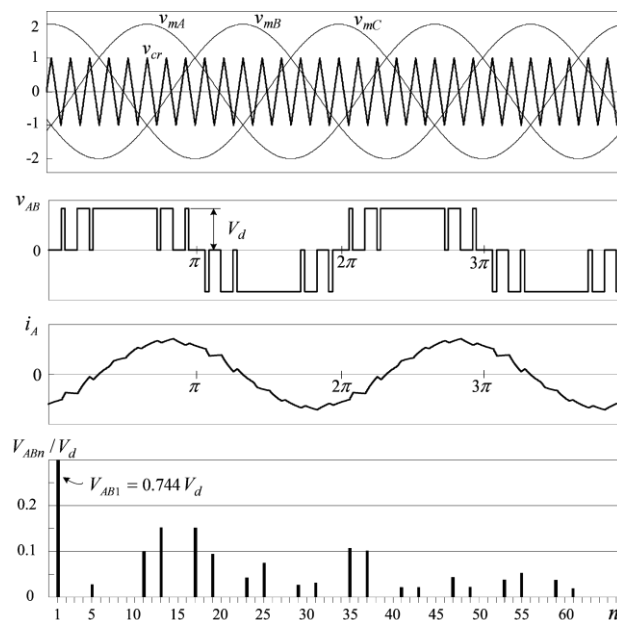
Inicialmente, realizou-se uma pesquisa bibliográfica acerca do método em questão, de modo a compreender seu funcionamento e o que esta técnica de modulação agrega aos projetos aplicados a inversores multiníveis. Após isso, fez-se uma análise comparativa com a técnica de modulação senoidal, e constatou-se, matematicamente, que há uma melhora do aproveitamento de barramento com a utilização do SVPWM. Utilizou-se a transformada rápida de Fourier para obter os espectros de frequência, de modo a possibilitar uma análise da redução do THD após a inserção do filtro passivo em paralelo à carga.

2. REFERENCIAL BIBLIOGRÁFICO

2.1 Descrição da modulação senoidal e análise comparativa

A modulação por largura de pulso senoidal (do inglês *Senoidal Pulse Width Modulation*), é uma das técnicas mais utilizadas atualmente na indústria, e seu funcionamento consiste na comparação entre um sinal modulante (tensão em corrente alternada em forma de senóide) e uma portadora triangular, cuja frequência deve ser muito maior que a do sinal modulante. Devido a simetria de meia onda, o espectro de frequências apresentará conteúdo harmônico em torno da frequência fundamental e dos múltiplos da frequência da onda portadora (WU, 2006). Na Figura 1, será demonstrado o PWM obtido a partir da comparação de uma portadora triangular com um sinal senoidal modulante, cuja amplitude é cerca de duas vezes maior que a da portadora. Isso acarretará na sintetização de onda quadrada no PWM gerado em 1-B, o que acarretará em distorção harmônicas no espectro, conforme será mostrado em 1-D.

Figura 1. Comparação com portadora triangular (A), PWM gerado (B), corrente na fase A (C) e espectro harmônico (D).



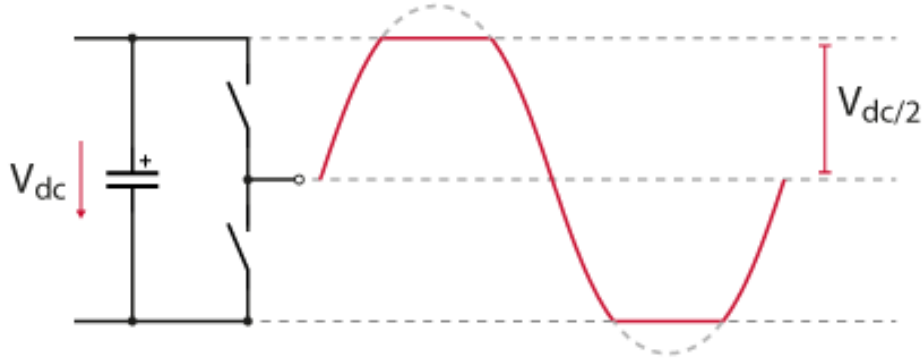
Fonte: Wu, 2006.

Pode-se expressar as tensões de fase de um inversor multinível que utiliza a técnica SPWM em função do índice de modulação m , da fase ϕ e da frequência angular ω , como se segue:

$$v_{ph} = m \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin(\omega t + \phi). \quad (2.1)$$

Uma das características desta técnica é que o pico da tensão senoidal modulante, na região de sobremodulação, é limitado pela metade da tensão de barramento do inversor. Com isso, ao medir a queda de tensão nos interruptores, notar-se-á a ocorrência de uma sintetização de onda quadrada, conforme será mostrado na Figura 2, o que pode acarretar na injeção de distorções harmônicas de baixa ordem no espectro de frequências (VUKOSAVIC, 2018).

Figura 2. Sintetização de onda quadrada na região de sobremodulação.



Fonte: Vukosavic, 2018.

Segundo Gasperi (2019, p. 20), “Na região de operação linear, a componente de frequência fundamental das tensões de saída varia linearmente com a razão de modulação de amplitude”. Dessa forma, para um barramento CC cujas tensões em seus terminais sejam, respectivamente, $+V_{dc}/2$ e $-V_{dc}/2$, pode-se expressar o valor de pico da componente fundamental em uma das fases do inversor através da seguinte equação:

$$V_{p_{fn}} = m_a \frac{V_{dc}}{2}. \quad (2.2)$$

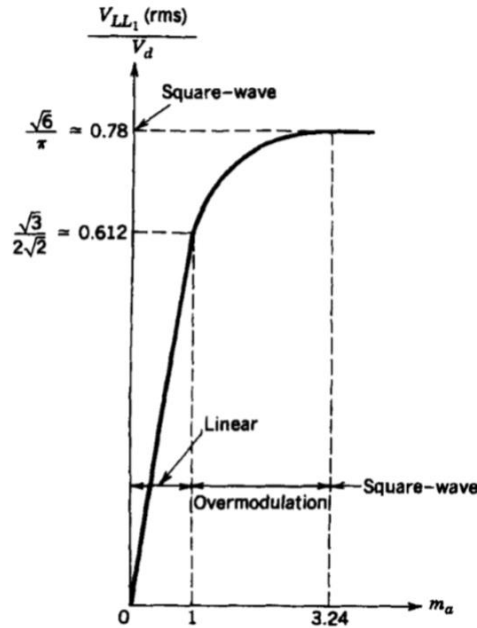
Considerando-se uma defasagem de 120° entre as fases do inversor, pode-se calcular o aproveitamento máximo do barramento na região de operação linear para o método SPWM por meio da seguinte expressão:

$$V_{p_f} = m_a \frac{\sqrt{3}V_{dc}}{2} \approx 0.866 \cdot m_a \cdot V_{dc}. \quad (2.3)$$

Com base na Eq. (2.3), infere-se que o aproveitamento máximo supracitado para a SPWM é de cerca de 86.6%. Com isso, tem-se que a amplitude da componente fundamental não aumenta proporcionalmente com o índice de modulação na região de sobremodulação.

(GASPERI, 2019, p.20). Na Figura 3, notar-se-á que a sintetização de uma onda totalmente quadrada ocorrerá para índices de modulação maiores ou iguais a 3,24.

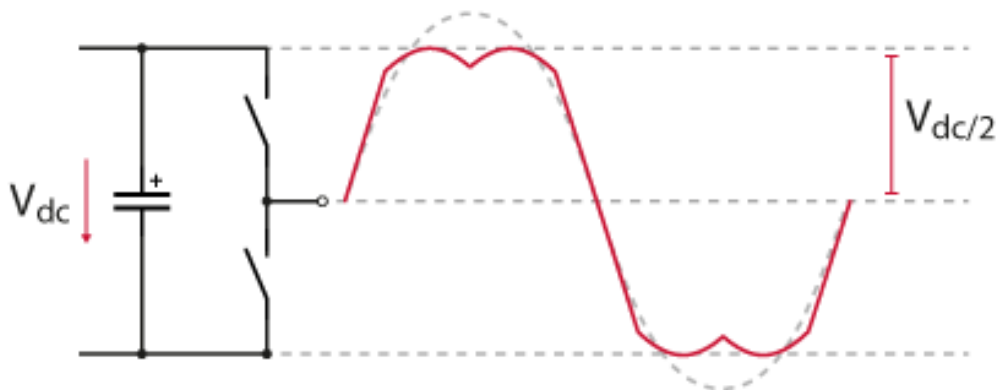
Figura 3. Índice de modulação versus valor rms da componente fundamental das tensões de linha.



Fonte: Gasperi, 2019, p.21.

A modulação por largura de pulso vetorial espacial (do inglês *Space Vector Pulse Width Modulation*) é uma técnica muito utilizada em inversores multiníveis e outras topologias que trabalham com alta frequência de chaveamento, uma vez que possibilita um maior aproveitamento da tensão de barramento CC (Wu, 2006). Sua implementação é realizada por meio de microcontroladores, e a forma de onda modulada é caracterizada por uma injeção de terceira harmônica, conforme será mostrado na Figura 4.

Figura 4. Tensão característica da SVM com injeção de terceira harmônica.



Fonte: Vukosavic, 2018.

As equações que determinam o tempo de condução dos vetores espaciais podem ser descritas em função do índice de modulação, como se segue

$$T_a = T_s m_a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right), \quad (2.4)$$

$$T_b = T_s m_a \sin(\theta), \quad (2.5)$$

cujo índice de modulação supracitado é definido por:

$$m_a = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_d}, \quad (2.6)$$

no qual o módulo da tensão máxima do vetor de referência é dado por:

$$V_{ref,max} = \frac{2}{3}V_d \times \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{V_d}{\sqrt{3}}. \quad (2.7)$$

Dessa forma, pode-se determinar a tensão máxima de saída fundamental do SVPWM por meio da seguinte expressão:

$$V_{svpwm,max} = \sqrt{3} \left(\frac{V_{ref,max}}{\sqrt{2}} \right) = 0.707. \quad (2.8)$$

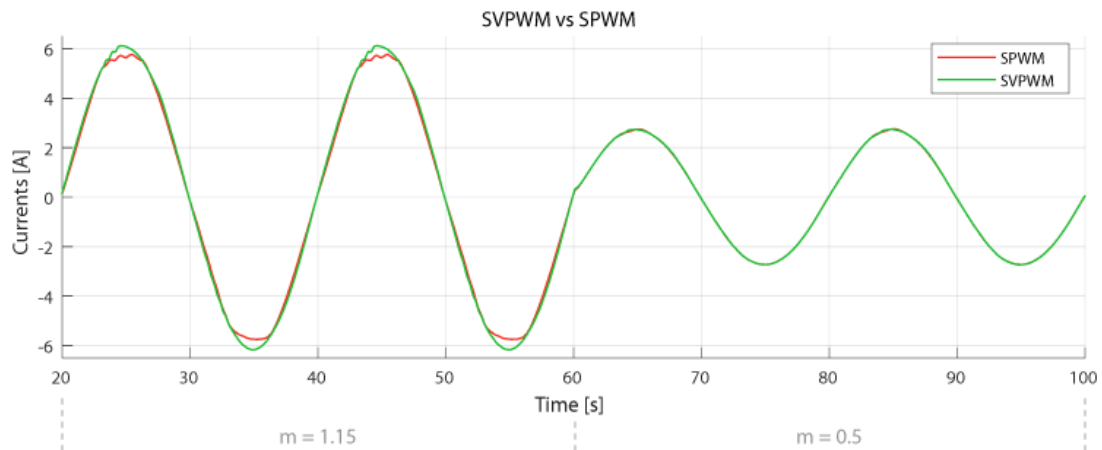
Comparando-se o resultado obtido em (2.8) com o valor RMS do índice de modulação do método SPWM obtido na Eq. (2.3), tem-se a seguinte expressão:

$$\frac{V_{svpwm,max}}{V_{spwm,max}} = \frac{0.707}{0.612} = 1.155. \quad (2.9)$$

Segundo a Eq. (2.9), pode-se inferir que o método SVM possibilita um aproveitamento cerca de 15.5% maior do barramento que o método SPWM.

Na figura 5, observar-se-á a atenuação resultante da sintetização de onda quadrada na região de sobremodulação para o sinal de corrente da SPWM em comparação a SVM, de acordo com o modelo implementado por Vukosavic (2018).

Figura 5. Comparativo entre as correntes de saída dos métodos SPWM e SVPWM.

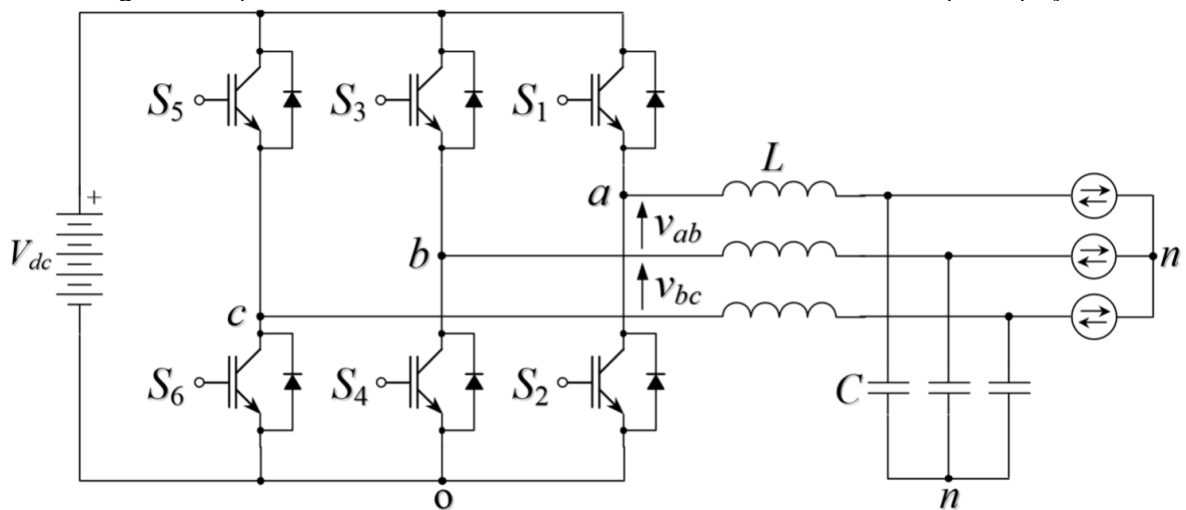


Fonte: Vukosavic, 2018.

2.2. Estados de chaveamento

Segundo Wu (2006), o método SVPWM utilizado em inversores de frequência de dois níveis utiliza estados de chaveamento para determinar o tempo de atividade dos dispositivos semicondutores utilizados para acionar a carga. Para uma carga trifásica, faz-se necessário a implementação de um circuito de chaveamento composto por 3 chaves principais (S_1 , S_2 e S_3), e 3 complementares (S_4 , S_6 e S_2), localizadas na parte superior e inferior do circuito utilizado para o chaveamento, conforme será ilustrado na Figura 6.

Figura 6. Esquemático de um inversor trifásico multinível utilizado como base para o projeto.



Fonte: Gasperi, 2019, p.27.

A depender do nível de robustez do acionamento, pode-se utilizar desde transistores bipolares de junção, até MOSFETs ou IGBTs. Na tabela 1, será descrita a lógica de acionamento dos interruptores, de modo que, para cada estado P descrito, uma das chaves principais estará conduzindo enquanto sua chave complementar estará em estado aberto. Dentre os oito estados de acionamento possíveis, as sequências PPP e OOO representam os estados ativo e zero, de modo que, para o primeiro, 3 chaves superiores estarão conduzindo, e inversamente para o último, no qual suas complementares conduzirão enquanto as principais estarão abertas (WU, 2006).

Ainda segundo o mesmo autor, os estados ativo e zero podem, ainda, ser referenciados como vetores espaciais representados num plano espacial subdividido em seis setores, onde o vetor zero ficará no centro do hexágono, enquanto os vetores de estado ativo separarão os 6 setores vetoriais, formando um hexágono regular. Os estados de chaveamento e a definição dos vetores espaciais serão descritos na Tabela 1.

Tabela 1. Estados de chaveamento e definições dos vetores espaciais.

Vetores espaciais	Estados de chaveamento	Interruptores	Definição do vetor
V_0	OOO	S4,S6,S2	$V_0 = 0 V$
V_1	POO	S1,S6,S2	$V_1 = \frac{2}{3} V_d e^{j0}$
V_2	PPO	S1,S3,S2	$V_2 = \frac{2}{3} V_d e^{\frac{j\pi}{3}}$
V_3	OPO	S4,S3,S2	$V_3 = \frac{2}{3} V_d e^{\frac{j2\pi}{3}}$
V_4	OPP	S4,S3,S5	$V_4 = \frac{2}{3} V_d e^{\frac{j3\pi}{3}}$
V_5	OOP	S4,S6,S5	$V_5 = \frac{2}{3} V_d e^{\frac{j4\pi}{3}}$
V_6	POP	S1,S6,S5	$V_6 = \frac{2}{3} V_d e^{\frac{j5\pi}{3}}$
V_7	PPP	S1,S3,S5	$V_7 = 0 V$

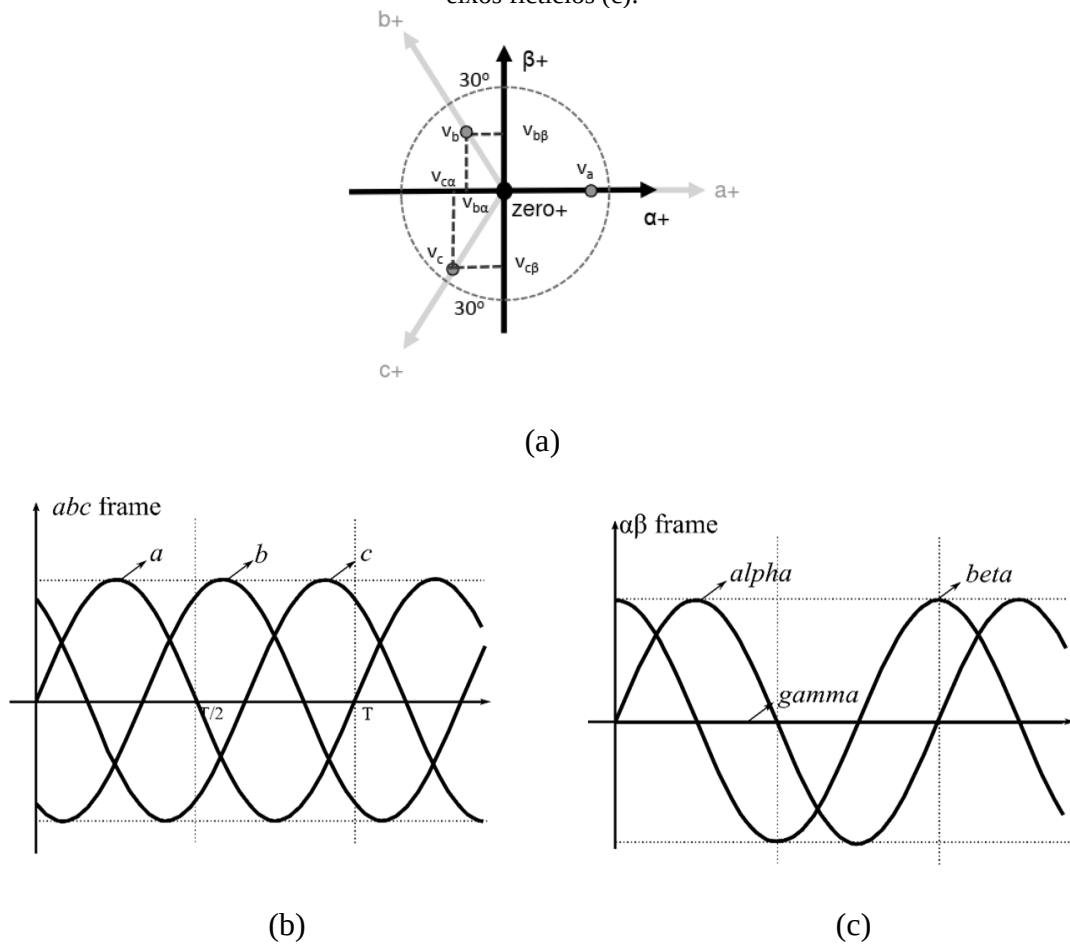
Fonte: Adaptado de WU (2006).

Para um inversor trifásico balanceado, pode-se fazer uma relação entre os vetores espaciais e os estados de chaveamento, onde o somatório das tensões de fase instantâneas da carga é nula (WU, 2006).

2.3. Transformadas de Clarke e de Park

Pode-se definir um vetor espacial através da projeção da força magnetomotriz (FMM) de cada fase de um SEP (Sistema elétrico de potência) trifásico através de eixos ortogonais fictício α e β (eixo real e imaginário), utilizando-se a transformação de Edith Clarke. Este vetor irá acompanhar e descrever o vetor campo girante do estator, apresentando o mesmo módulo, velocidade e orientação originalmente obtidos, permitindo assim o controle do torque da máquina de indução variando-se a frequência do inversor (GURGEL, *et al* 2021). Os eixos ortogonais fictícios supracitados, bem como o resultado da conversão das tensões será demonstrado na Figura 7.

Figura 7. Diagrama vetorial utilizado na transformada de Clarke (a) tensões de fase (b) e projeção fasorial nos eixos fictícios (c).



Fonte: Autoria própria.

Considerando-se o diagrama vetorial da Figura 7-a, pode-se calcular as tensões de fase das componentes α e β por meio das seguintes expressões:

$$v_{a\beta} = 0, \quad (2.10)$$

$$v_{b\alpha} = v_b \cos(120^\circ) = -\frac{1}{2} v_b, \quad (2.11)$$

$$v_{b\beta} = v_b \sin(120^\circ) = -\frac{\sqrt{3}}{2} v_b, \quad (2.12)$$

$$v_{c\alpha} = v_c \cos(-120^\circ) = -\frac{1}{2} v_c, \quad (2.13)$$

$$v_{c\beta} = v_c \sin(-120^\circ) = -\frac{\sqrt{3}}{2} v_c. \quad (2.14)$$

Isolando-se os termos α e β das equações anteriores, tem-se que:

$$v_0 = v_a + v_b + v_c, \quad (2.15)$$

$$v_\alpha = v_{a\alpha} + v_{b\alpha} + v_{c\alpha} = v_a - \frac{1}{2} v_b - \frac{1}{2} v_c, \quad (2.16)$$

$$v_\beta = v_{a\beta} + v_{b\beta} + v_{c\beta} = 0 + \frac{\sqrt{3}}{2} v_b - \frac{\sqrt{3}}{2} v_c. \quad (2.17)$$

Pode-se representar os sistemas lineares (2.15) a (2.17) como um sistema matricial que relaciona as tensões V_α, V_β e V_0 com as tensões de fase ABC, como se segue:

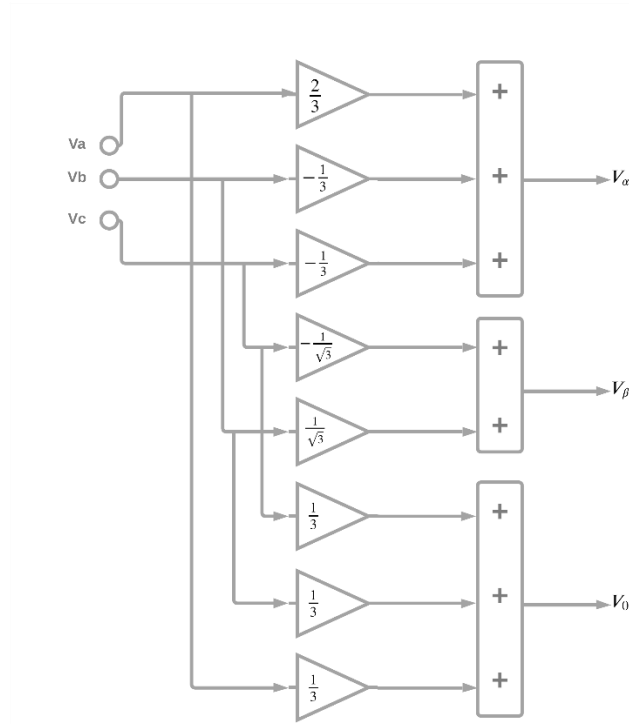
$$v_{0\alpha\beta}(t) = \begin{bmatrix} v_0(t) \\ v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix}. \quad (2.18)$$

Multiplicando-se a primeira linha da matriz (2.19) por $\sqrt{2}$, pode-se obter a expressão que mantém as potências invariantes, conforme será mostrado em:

$$v_{0\alpha\beta}(t) = \begin{bmatrix} v_0(t) \\ v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix}, \quad (2.19)$$

na qual a referida forma mantém as potências invariantes, enquanto a (2.18) mantém as amplitudes invariantes. Com base em (2.18), pode-se modelar um circuito que fará essa conversão ABC para V_{α} e V_{β} , de acordo com o esquemático que será mostrado na Figura 8.

Figura 8. Esquemático do circuito que converte as tensões trifásicas para bifásicas.



Fonte: Autoria própria, 2021.

Este método, no entanto, restringe o uso de controladores lineares, uma vez que apresenta componentes senoidais alternadas. Para esta abordagem, pode-se transportar as variáveis do plano estacionário obtido através da transformação anterior, para o plano rotacional síncrono (com componentes real e imaginário constantes) através da transformação de Clarke para Park (GURGEL *et al*, 2021). Então, considerando-se o mesmo SEP trifásico utilizado na descrição anterior, cujas componentes de tensão em cada fase são dadas por:

$$v_a(t) = \sqrt{2}(V) \cos(\omega t), \quad (2.20)$$

$$v_b(t) = \sqrt{2}(V) \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}), \quad (2.21)$$

$$v_c(t) = \sqrt{2}(V) \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}), \quad (2.22)$$

de modo que as tensões e correntes desse SEP podem ser representadas num sistema dq0, onde I_d é o eixo direto da máquina e I_q é o eixo em quadratura. (GURGEL *et al*, 2021), como se segue:

$$i_d = k \left[i_a(t) \cos(\theta) + i_b(t) \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_c(t) \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \right], \quad (2.23)$$

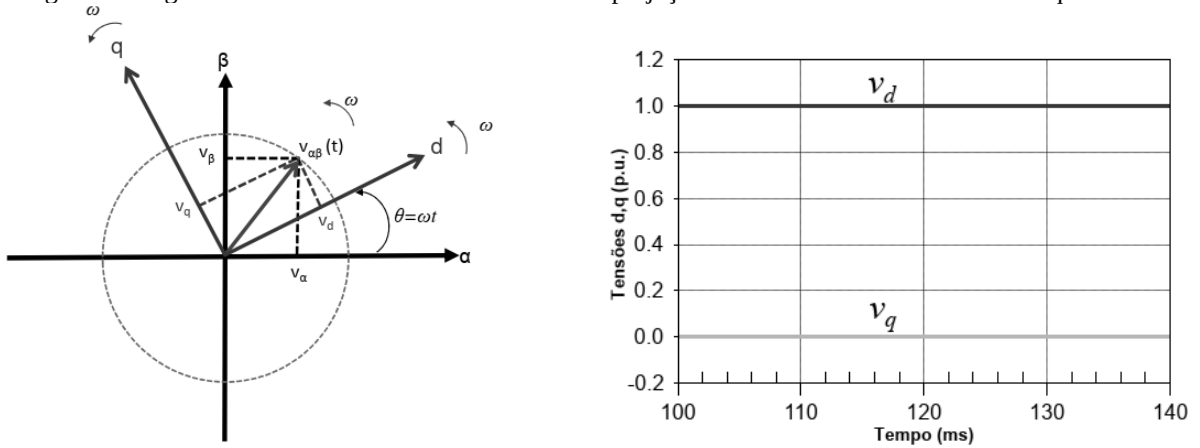
$$i_q = k \left[-i_a(t) \sin(\theta) - i_b(t) \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - i_c(t) \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \right], \quad (2.24)$$

de forma que a constante k pode ser definida de acordo com a forma matricial a ser definida (amplitude ou potência invariante). Simplificando o sistema de equações acima e transformando-o para sua forma matricial, tem-se a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

O resultado da decomposição das correntes em eixos direto e em quadratura será representado no diagrama vetorial da Figura 9.

Figura 9. Diagrama vetorial da transformada de Park e projeção das tensões no eixo direto e em quadratura.



Fonte: Autoria própria (2021)

2.4. Equacionamento dos vetores espaciais

Segundo Wu (2006), pode-se reescrever as expressões obtidas em (2.15) a (2.17) de modo a obter-se uma única expressão para a tensão do sistema, como se segue:

$$V = \frac{2}{3}(v_a + v_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{-j\frac{2\pi}{3}}), \quad (2.26)$$

cujos fasores podem ser expressos de acordo com a seguinte expressão:

$$e^{\pm j\theta} = \cos(\theta) \pm j\sin(\theta). \quad (2.27)$$

Pode-se também reescrever os fasores supracitados de cada fase da seguinte forma:

$$v_1 = \frac{2}{3}v_{dc} \angle 0, \quad (2.28)$$

$$v_2 = \frac{2}{3}v_{dc} \left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right), \quad (2.29)$$

nos quais a amplitude e a fase de (2.29) podem ser determinadas da seguinte forma:

$$v_2 = \frac{2}{3}v_{dc} \left[\sqrt{\frac{1}{4} + \frac{3}{4}} \angle \tan^{-1} \left(\frac{\frac{\sqrt{3}/2}{1/2}} \right) \right] = \frac{2}{3}v_{dc} \angle 60. \quad (2.30)$$

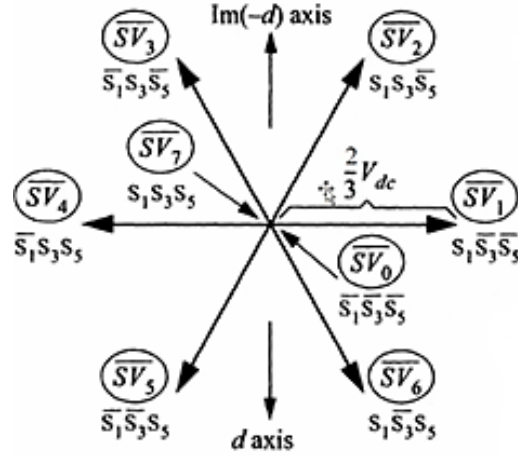
Visando facilitar o procedimento analítico feito anteriormente, pode-se determinar o módulo e a fase dos 6 vetores espaciais. Tem-se, portanto, que:

$$\overline{sv_k} = \frac{2}{3}V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}, k = 1, 2, \dots, 6. \quad (2.31)$$

Com isso, pode-se construir um diagrama vetorial com os oito vetores espaciais, cujos módulos são iguais a 2/3 da tensão de referência de barramento, e o ângulo entre eles são iguais a 60°, como demonstrado na Figura 10.

Nota-se que o estado de comutação dos vetores espaciais V_0 e V_7 são opostos, bem como os estados dos setores I, II e III em relação a IV, V e VI. A Figura 10 mostra ainda a representação do eixo direto e em quadratura, de acordo com a transformada de Park.

Figura 10. Diagrama dos vetores espaciais do sistema.

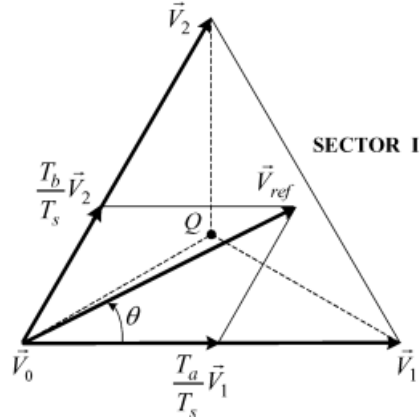


Fonte: WU (2006).

2.5. Condições de acionamento e determinação dos setores

Analisando-se a Figura 10, pode-se determinar as condições de acionamento e determinação dos setores que serão utilizados posteriormente como base nas simulações via *software* (WU, 2006). Com base no diagrama vetorial que será mostrado na Figura 11, será sintetizado um vetor V_{ref} através de três vetores estacionários, cujo tempo de condução ativa dos referidos vetores representa a razão cíclica do chaveamento durante para o período T_s .

Figura 11. Decomposição do vetor de tensão de referências V_{ref} .



Fonte: WU (2006).

Assim, para um tempo T_s suficientemente pequeno, pode-se considerar o vetor de referência constante, cujo módulo pode ser determinado pelos 2 vetores ativos adjacentes e um vetor zero. (WU, 2006).

$$V_{ref} = |v_{ref}| \angle \theta = |v_{ref}| (\cos \theta + j \sin \theta), \quad (2.32)$$

$$v_{ref} = \frac{T_1}{T_s} v_1 + \frac{T_2}{T_s} v_2 + \frac{T_0}{T_s} v_0, \quad (2.33)$$

cuja razão entre os termos T_1 , T_2 , T_0 com T_s representam os tempos em que cada componente vetorial estará conduzindo (razão cíclica) (WU, 2006). Substituindo-se os valores encontrados por meio do procedimento analítico utilizado em (2.31) na Equação (2.33), tem-se que:

$$|V_{ref}| = \frac{1}{T_s} \frac{2}{3} v_{dc} \left[T_1 + T_2 \frac{1}{2} + j T_2 \frac{\sqrt{3}}{2} \right], \quad (2.34)$$

$$V_\alpha = |V_{ref}| \cos(\theta) = \frac{2}{3} v_{dc} \left(D_\alpha + \frac{1}{2} D_\beta \right), \quad (2.35)$$

$$V_\beta = |V_{ref}| \sin(\theta) = \frac{2}{3} v_{dc} \left(D_\beta \frac{\sqrt{3}}{2} \right). \quad (2.36)$$

Com isso, serão definidas as condições de acionamento dos setores vetoriais, conforme se segue:

$$v_\alpha = \frac{\cos(60)}{\sin(60)} v_\beta = \frac{1/2}{\sqrt{3}/2} = v_\beta \rightarrow v_\alpha \sqrt{3} = v_\beta, \quad (2.37)$$

$$\left. \begin{array}{l} v_\beta > 0 \\ v_\beta < 0 \end{array} \right\} \text{setor} = \left\{ \begin{array}{l} I, II, III \\ IV, V, VI \end{array} \right., \quad (2.38)$$

$$\left. \begin{array}{l} \sqrt{3}v_\alpha - v_\beta > 0 \\ \sqrt{3}v_\alpha - v_\beta < 0 \end{array} \right\} \text{setor} = \left\{ \begin{array}{l} I \\ II, III \end{array} \right., \quad (2.39)$$

$$\left. \begin{array}{l} -\sqrt{3}v_\alpha - v_\beta < 0 \\ -\sqrt{3}v_\alpha - v_\beta > 0 \end{array} \right\} \text{setor} = \left\{ \begin{array}{l} II \\ III \end{array} \right.. \quad (2.40)$$

Usando as expressões (2.38) a (2.40), pode-se determinar as tensões de referência que servirão de base para determinar as condições de acionamento utilizadas no algoritmo para simular a forma de onda da sequência de comutação do SVPWM que, ao ser comparada com a onda portadora, resultará no PWM que controlará o chaveamento do inversor (WALTRICH, 2015). Estes resultados serão descritos na Tabela 2.

Tabela 2. Condições de acionamento da sequência de comutação.

Setor	Condições de acionamento
1	$V_{r1} > 0 \quad V_{r2} > 0 \quad V_{r3} \leq 0$
2	$V_{r1} > 0 \quad V_{r2} \leq 0 \quad V_{r3} \leq 0$
3	$V_{r1} > 0 \quad V_{r2} \leq 0 \quad V_{r3} > 0$
4	$V_{r1} \leq 0 \quad V_{r2} \leq 0 \quad V_{r3} > 0$
5	$V_{r1} \leq 0 \quad V_{r2} > 0 \quad V_{r3} > 0$
6	$V_{r1} \leq 0 \quad V_{r2} > 0 \quad V_{r3} \leq 0$

Fonte: Adaptado de WALTRICH (2015).

Explicitando-se os termos real e imaginário da expressão (2.35), pode-se expressar a razão cíclica do vetor espacial de referência em termos das componentes real e imaginária, como se segue:

$$D_\beta = \frac{T_2}{T_s} = \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{|V_{ref}|}{V_{dc}} \text{sen}(\theta), \quad (2.41)$$

$$D_\alpha = \frac{T_1}{T_s} = \frac{3}{2} \frac{|V_{ref}|}{V_{dc}} \frac{\text{sen}(\theta)}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)}, \quad (2.42)$$

$$D_0 = 1 - D_\alpha - D_\beta = \frac{T_0}{T_s}. \quad (2.43)$$

Substituindo as expressões (2.41) e (2.42) em (2.43), e isolando-se os termos T_1 e T_2 , pode-se obter as seguintes expressões:

$$T_1 = \frac{T_s}{2V_{dc}} (3V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta), \quad (2.44)$$

$$T_2 = \sqrt{3} \frac{T_s}{V_{dc}} V_\beta. \quad (2.45)$$

Por meio de (2.44) e (2.45), pode-se definir três expressões que determinarão o tempo de condução dos vetores para cada setor espacial, como se segue:

$$P = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} V_\beta, \quad (2.46)$$

$$Q = \frac{T_s}{2V_{dc}} (3V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta), \quad (2.47)$$

$$R = \frac{T_s}{2V_{dc}} (-3V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta), \quad (2.48)$$

em que P, Q e R representam o tempo de condução para o setor 1 do diagrama da Figura 10. Após isso, repetiu-se a análise anterior para cada um dos 6 setores do diagrama, cujo resultado está descrito na Tabela 3.

Tabela 3. Tempos de operação dos vetores fundamentais.

Setor	1	2	3	4	5	6
T(s)	-R	R	P	-P	-Q	Q
T(s+1)	P	Q	-Q	R	-R	-P

Fonte: Adaptado de WALTRICH (2015).

Os tempos de operação descritos na Tabela 3 serviram como base para determinar os estados de chaveamento dos interruptores do inversor multinível, cuja largura de pulso varia conforme o vetor de referência transita pelos setores espaciais. Este resultado foi utilizado no algoritmo do bloco C do circuito de modulação.

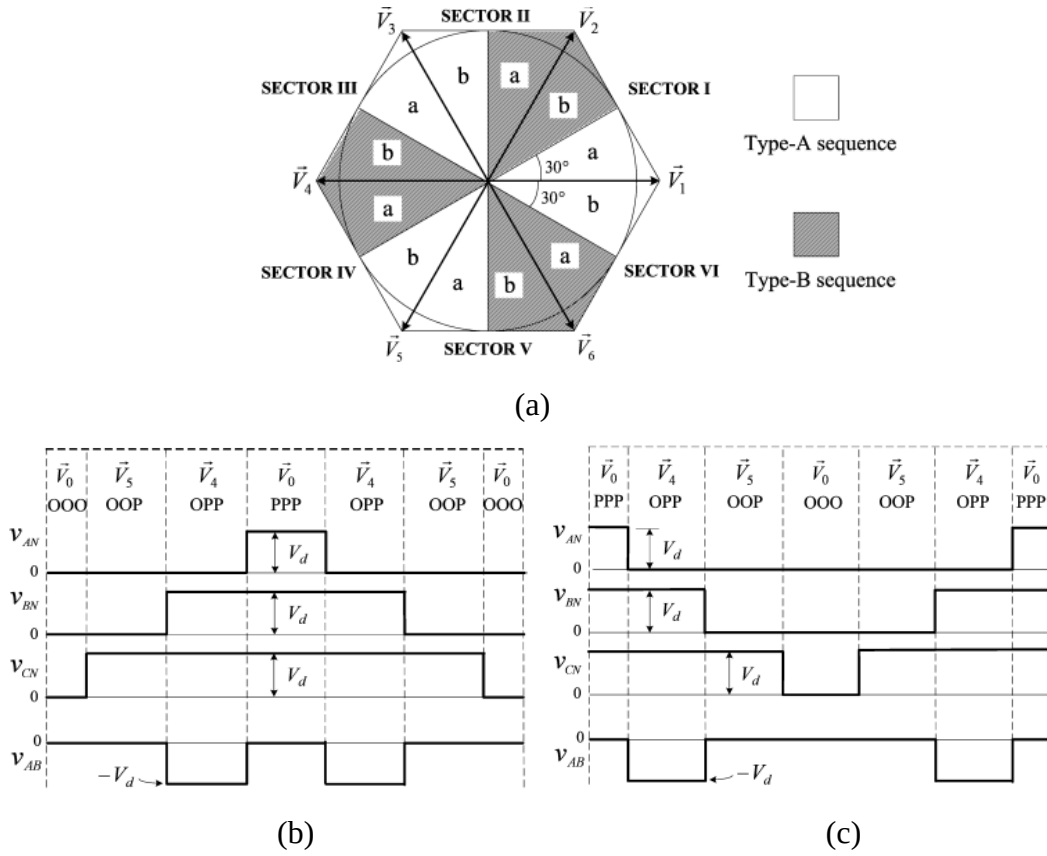
2.6. Divisão em subsetores de comutação

Segundo Wu (2006), tanto o método SVPWM quanto o SPWM implicam na formação dessas harmônicas pares pois a forma de onda obtida através da análise dos setores I, II e III da Figura 12 apresentam simetria de meia onda.

Ainda segundo o mesmo autor, para suprimir este conteúdo harmônico de mesma ordem, deve-se dividir cada um dos setores analisados no diagrama em dois tipo: tipo-A e tipo-B.

Dessa forma, os setores que apresentarem sequência do tipo-A apresentarão as mesmas características do diagrama original, e os setores tipo-B apresentarão uma sequência de comutação invertida, conforme será demonstrado na Figura 12.

Figura 12. Diagrama vetorial após a divisão em sub-setores (a), estados de chaveamento antes (b) e depois da divisão (c).



Fonte: Wu, 2006.

Para isso, seria necessário acrescentar junto às equações (2.37) a (2.39) mais três expressões que serão responsáveis por determinar as condições de acionamento relacionadas às regiões do tipo-B, que são as responsáveis pela eliminação das harmônicas. (WALTRICH, 2015). São elas:

$$s = V_\alpha, \quad (2.49)$$

$$T = V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta, \quad (2.50)$$

$$U = -V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta. \quad (2.51)$$

Por meio das equações (2.49) a (2.51), pode-se inferir que seria necessária uma atualização da Tabela 4, uma vez que agora serão necessárias mais condições de acionamento para a eliminação dos referidos harmônicos. (WALTRICH, 2015).

Dessa forma, na Tabela 4 serão descritas as condições de acionamento para cada um dos setores e subsetores de comutação, as quais serão utilizadas para elaboração do algoritmo do dispositivo de modulação SVM nas simulações. Essas condições formarão os laços *if* do bloco do esquema de modulação, e delimitarão os setores de comutação descritos anteriormente.

Tabela 4. Condições de acionamento para o circuito de eliminação de harmônicas pares.

Setor	Condições de acionamento					
1-A	$V_{r1} > 0$	$V_{r2} > 0$	$V_{r3} \leq 0$	$V_{r4} > 0$	$V_{r5} > 0$	$V_{r6} \leq 0$
2-A	$V_{r1} > 0$	$V_{r2} > 0$	$V_{r3} \leq 0$	$V_{r4} > 0$	$V_{r5} \leq 0$	$V_{r6} \leq 0$
3-A	$V_{r1} > 0$	$V_{r2} \leq 0$	$V_{r3} \leq 0$	$V_{r4} > 0$	$V_{r5} \leq 0$	$V_{r6} \leq 0$
4-A	$V_{r1} > 0$	$V_{r2} \leq 0$	$V_{r3} \leq 0$	$V_{r4} \leq 0$	$V_{r5} \leq 0$	$V_{r6} \leq 0$
5-A	$V_{r1} > 0$	$V_{r2} \leq 0$	$V_{r3} > 0$	$V_{r4} \leq 0$	$V_{r5} \leq 0$	$V_{r6} \leq 0$
6-A	$V_{r1} > 0$	$V_{r2} \leq 0$	$V_{r3} > 0$	$V_{r4} \leq 0$	$V_{r5} \leq 0$	$V_{r6} > 0$
1-B	$V_{r1} \leq 0$	$V_{r2} \leq 0$	$V_{r3} > 0$	$V_{r4} \leq 0$	$V_{r5} \leq 0$	$V_{r6} > 0$
2-B	$V_{r1} \leq 0$	$V_{r2} \leq 0$	$V_{r3} > 0$	$V_{r4} \leq 0$	$V_{r5} > 0$	$V_{r6} > 0$
3-B	$V_{r1} \leq 0$	$V_{r2} > 0$	$V_{r3} > 0$	$V_{r4} \leq 0$	$V_{r5} > 0$	$V_{r6} > 0$
4-B	$V_{r1} \leq 0$	$V_{r2} > 0$	$V_{r3} > 0$	$V_{r4} > 0$	$V_{r5} > 0$	$V_{r6} > 0$
5-B	$V_{r1} \leq 0$	$V_{r2} > 0$	$V_{r3} \leq 0$	$V_{r4} > 0$	$V_{r5} > 0$	$V_{r6} > 0$
6-B	$V_{r1} \leq 0$	$V_{r2} > 0$	$V_{r3} \leq 0$	$V_{r4} > 0$	$V_{r5} > 0$	$V_{r6} \leq 0$

Fonte: adaptado de WALTRICH (2015).

Na Tabela 5, nota-se que os setores inferiores do diagrama vetorial são acionados de forma complementar aos setores superiores em negrito (I, II e III). Isso corrobora com a teoria demonstrada em Wu (2006), que diz que os interruptores superiores serão sempre complementares aos inferiores. As condicionais da tabela 6 serão utilizadas nos laços *If* do algoritmo que determinará a forma de onda modulada.

2.7. Distorção harmônica e qualidade de energia

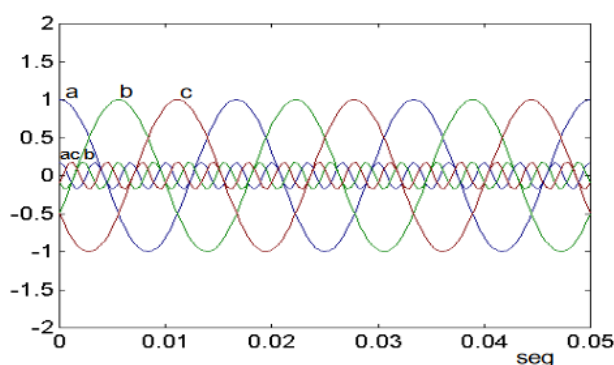
Pode-se definir harmônica como uma distorção de uma forma de onda cuja deformação se apresenta de forma similar em cada ciclo da frequência fundamental, ou seja, notar-se-ão

distorções no entorno dos múltiplos inteiros da frequência fundamental. Isso é imposto mediante a relação não linear entre a tensão e corrente, como no caso dos transformadores e motores, cujos núcleos ferromagnéticos são sujeitos à saturação. Ou mesmo as descontinuidades na corrente produzidas por cargas eletrônicas em decorrência do chaveamento de conversores (DECKMANN, S. M.; POMÍLIO, J. A, 2008).

Ainda segundo o mesmo autor, para um sistema trifásico de sequência positiva cujas componentes fundamentais e harmônicas estejam em equilíbrio, as harmônicas múltiplas de 3 se caracterizam como componentes de sequência zero, aquelas cuja soma algébrica não se anula, de modo que, para conexões do tipo delta ou estrela a quatro fios, pode haver uma corrente significativa circulando pelo neutro.

Já as harmônicas de ordem $3n-1$ apresentam sequência negativa, de modo que sua presença na tensão reduzirá o conjugado em máquinas cujo funcionamento se baseie em campos magnéticos girantes, como no caso das máquinas de indução trifásicas (DECKMANN, S. M.; POMÍLIO, J. A, 2008). Na Figura 13, notar-se-á a sequência negativa do quinto harmônico.

Figura 13. Sequência negativa do quinto harmônico.



Fonte: DECKMANN, S. M.; POMÍLIO, J. A, 2008

Um outro fator prejudicial são as sobretensões como consequência do efeito pelicular proveniente das excitações impostas às ressonâncias da linha pelos sistemas a ela conectados, como um fator que pode restringir a seção condutora para componentes de alta frequência. No espectro de frequências, os pares de componentes ímpares podem induzir componentes pares, como no caso da 6ª harmônica induzida através das 5ª e 7ª componentes (DECKMANN, S. M.; POMÍLIO, J. A, 2008).

Essa indução acarretará em sobreaquecimento, de modo a elevar a especificação de tolerância nominal do rotor, reduzindo a vida útil da máquina. Dentre os tipos de rotores mais afetados por esse efeito, têm-se os rotores bobinados e de gaiola profunda, que são mais afetados devido ao efeito pelicular quando operando com altas frequências de chaveamento (MOHAN, N. 2012). Pode-se destacar também o potencial de excitação de ressonâncias mecânicas, que pode acarretar em oscilações mecânicas nos sistemas motor-carga ou turbina-gerador, prejudicando a precisão do sistema de comutação do SEP (DECKMANN, S. M.; POMÍLIO, J. A, 2008; MOHAN, N. 2012).

Na presença de indutâncias, seja do estator ou nos transformadores utilizados na alimentação da máquina, a transferência de corrente entre as fases do motor pode não ser instantânea, modificando a razão cíclica dos dispositivos semicondutores utilizados no chaveamento da máquina. Tem-se, portanto, uma perturbação na forma de onda de tensão devido à distorção na corrente associada à reatância da linha (DECKMANN, S. M.; POMÍLIO, J. A, 2008).

Para determinar os métodos de medição e os limites da quantidade de distorção harmônica em um SEP, existe a recomendação IEEE-519, cujo enfoque é baseado no Ponto de Acoplamento Comum (PAC), que relaciona a razão entre a corrente de curto-circuito com a corrente de carga do sistema e também o nível de tensão, de modo a determinar um limite de operação aceitável. Segundo essa norma, distorções de corrente que impliquem em um determinado nível CC não são toleráveis. A grandeza que relaciona o percentual da distorção da corrente com a demanda máxima da corrente de carga é chamada TDD (*Total Demand Distortion*) (IEEE 519, 1991). No Quadro 1, serão mostrados a distorção total de demanda calculada por meio da razão entre as correntes de curto-circuito e de linha.

Tabela 5. Distorção total de demanda.

I_{cc}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 50$	DDT
<20	4	2	1,5	0,6	0,3	5
20-50	7	3,5	2,5	1	0,5	8
50-100	10	4,5	4	1,5	0,7	12
100-1000	12	5,5	5	2	1	15
>1000	15	7	6	2,5	1,4	20

Fonte: POMÍLIO (1995).

Na Tabela 5, h é a ordem harmônica, I_{cc} é a corrente de curto-circuito do alimentador e DDT é a distorção de demanda total. O percentual de harmônicas pares em um PAC deve ser igual ou inferior a 25% dos valores apresentados na tabela 4.

O fluxo de potência na rede pode ser determinado analisando-se a fase entre as tensões e correntes de um sistema. A contraposição de fluxos nas correntes harmônicas pode acarretar em transferência de energia em sentidos opostos, de modo a modificar significativamente a forma de onda, sem alterar seu valor eficaz. Cargas que sejam sensíveis à forma de onda, como um retificador com filtro capacitivo, por exemplo, reagirão distintivamente em cada situação (DECKMANN, S. M.; POMÍLIO, J. A, 2008). O valor RMS das correntes harmônicas pode ser calculado por meio da seguinte expressão:

$$i_{h-rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} [i(t) - i_1(t)]^2 \cdot dt}, \quad (2.52)$$

na qual T é o período da componente fundamental $i_1(t)$. A distorção harmônica total de um sistema elétrico é usualmente utilizada para determinar a qualidade da energia entregue a um sistema elétrico. De acordo com a ANEEL, para tensões inferiores a 1kV, os valores de THD devem ser inferiores a 10%. Essa distorção pode ser obtida por meio de (2.51), de modo que:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i \neq 1} v_i^2}}{v_1} \cdot 100\%, \quad (2.53)$$

Cuja componente de tensão fundamental é representada por v_1 , e v_i é a componente harmônica de tensão.

2.8. Equações da curva de torque-velocidade de um MIT

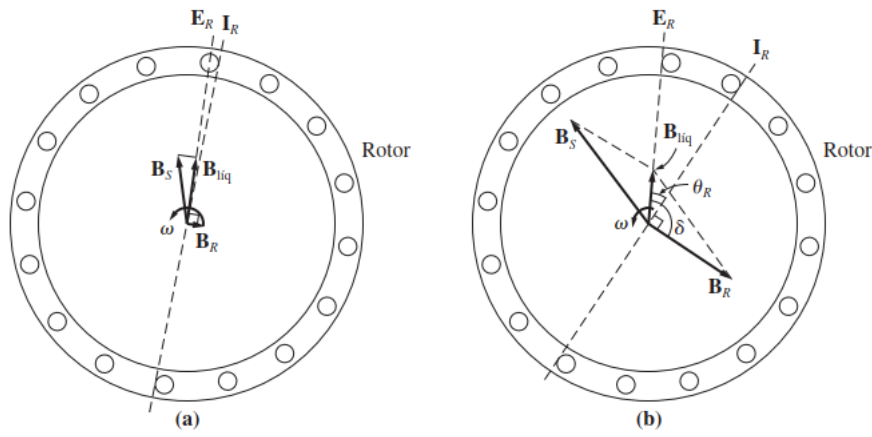
Para o projeto em questão, um dos objetivos estabelecidos foi alimentar uma máquina de indução trifásica, equilibrada, ligada em Y. Segundo Chapman (2013), o campo magnético líquido produzido pela corrente de magnetização que flui no circuito equivalente do motor, quando operando sem carga no rotor, é muito próximo do campo magnético síncrono.

Dessa forma, tem-se que o módulo da corrente de magnetização e do campo magnético líquido são diretamente proporcionais à tensão do estator, de modo que, ao variar a carga, a

tensão no estator também varia em decorrência das quedas causadas pela impedância e reatância do estator.

Na Figura 14 será mostrado um esquemático dos campos magnéticos de uma máquina de indução trifásica sob condições de carga leve e pesada, na qual se pode observar a defasagem entre os vetores de campo magnético do campo líquido em relação ao campo magnético e ao rotor.

Figura 14. Esquemático dos campos magnéticos de um MIT sob condições de carga leve (A) e de carga pesada (B).



Fonte: Chapman, 2013, p. 329.

De acordo com a Figura 14, quando operando em vazio, tem-se um escorregamento do rotor pequeno, assim como o movimento relativo entre os campos magnéticos e o rotor, de modo a induzir uma pequena tensão nas barras do rotor, produzindo uma corrente máxima I_R praticamente em fase com a tensão deste.

Essa corrente produz um pequeno campo magnético B_R em um ângulo ligeiramente maior que 90 graus atrasados em relação ao campo magnético líquido. A corrente do estator deve ser elevada, uma vez que esta fornece a maior parte do campo magnético líquido, razão pela qual os MITs apresentam maiores correntes quando operando sem carga em comparação às máquinas síncronas (CHAPMAN, 2013). O torque induzido para uma MIT é dado pelas seguintes expressões:

$$\tau_{ind} = k \cdot B_r \times B_{liq}, \quad (2.54)$$

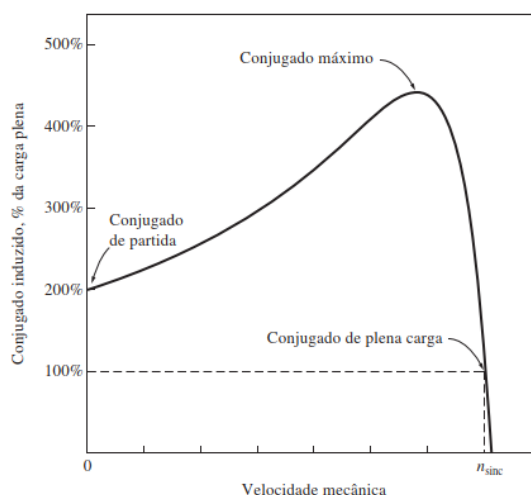
$$\tau_{ind} = k B_r B_{liq} \cdot \sin(\delta). \quad (2.55)$$

Ainda analisando a Figura 14, ao aplicar uma carga ao rotor, é produzida uma tensão E_R mais elevada, de modo a aumentar o módulo do campo magnético deste. Contudo, ocorre um aumento na frequência do rotor, uma vez que há agora mais movimento relativo entre os campos magnéticos do estator e do rotor, de modo a alterar o ângulo entre a corrente I_R e o campo B_R , elevando-se também a reatância L_R (CHAPMAN, 2013).

Isso faz com que o ângulo δ entre V_R e I_R fique maior, de modo a aumentar o módulo de B_R e diminuir o conjugado. Como o aumento de B_R tem um efeito maior que a diminuição decorrente do aumento do ângulo δ , ocorre uma elevação no torque induzido, de modo a suprir o aumento de carga do motor (CHAPMAN, 2013).

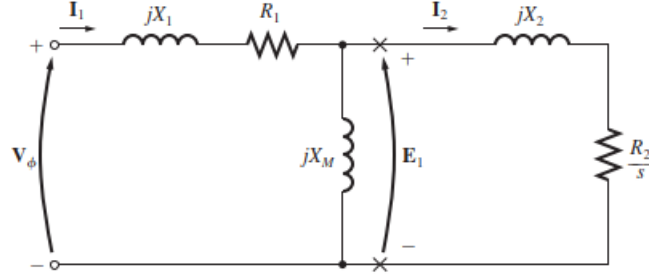
Pode-se, com isso, considerar uma curva característica de torque-velocidade semelhante à da Figura 15, em que o intervalo de funcionamento em regime permanente da máquina está contido na região linear; o torque máximo, contido na região de escorregamento moderado da máquina, ocorre no ponto onde o aumento da corrente I_R é contrabalanceado pela diminuição do fator de potência do rotor para um incremento de carga; e, em cuja região de escorregamento elevado, o incremento da corrente I_R é afetado pela diminuição do fator de potência do rotor (CHAPMAN, 2013).

Figura 15. Curva característica de torque-velocidade do MIT.



Fonte: Chapman, 2013.

Pode-se representar o circuito equivalente de um motor de indução por meio do esquemático que será mostrado na Figura 16.

Figura 16. Circuito equivalente da máquina de indução.

Fonte: Chapman, 2013.

De acordo com o esquemático do circuito da Figura 16, pode-se calcular o equivalente Thévenin, cuja tensão e impedância podem ser obtidas por meio das seguintes expressões:

$$V_{TH} = V_{\phi} \frac{X_M}{\sqrt{R_s^2 + (X_s + X_M)^2}}, \quad (2.56)$$

$$Z_{TH} = R_{TH} + jX_{TH} = \frac{jX_M (R_s + jX_s)}{R_s + j(X_s + X_M)}. \quad (2.57)$$

A corrente no rotor pode ser obtida dividindo-se a expressão (2.56) pelo resultado da soma da Equação (2.52) com a impedância do estator, resultando em:

$$I_R = \frac{V_{TH}}{\sqrt{\left(R_{TH} + \frac{R_s}{s}\right)^2 + (X_{TH} + X_R)^2}}. \quad (2.58)$$

Pode-se, portanto, obter a expressão que representa o conjugado induzido na máquina, como se segue:

$$P_{EF} = 3 \cdot I_R^2 \cdot \frac{R_r}{s}, \quad (2.59)$$

$$\tau_{ind} = \frac{3 \cdot V_{TH}^2 \cdot \frac{R_r}{s}}{\omega_s \left[\left(R_{TH} + \frac{R_r}{s}\right)^2 + (X_{TH} + X_r)^2 \right]}. \quad (2.60)$$

Ainda segundo o mesmo autor, a máxima transferência de potência para a impedância do rotor ocorrerá quando o valor desta for igual à impedância da fonte. Com isso, pode-se calcular o escorregamento de conjugado máximo, de modo que:

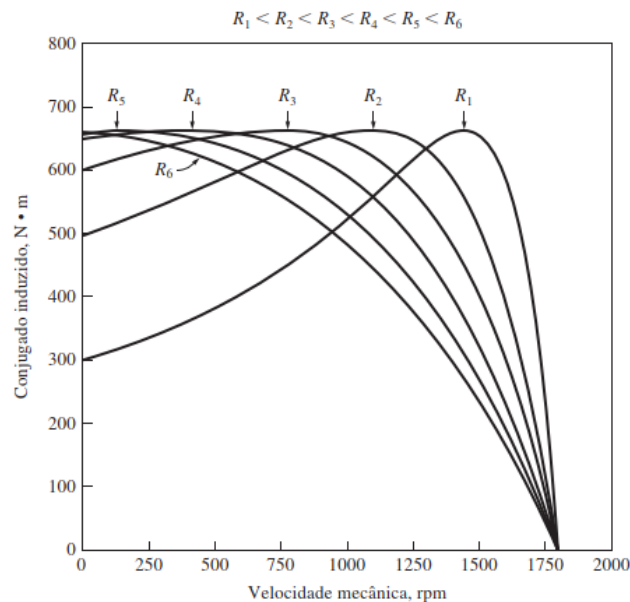
$$s_{\text{máx}} = \frac{R_r}{\sqrt{R_{TH}^2 + (X_{TH} + X_r)^2}}. \quad (2.61)$$

Considerando que o escorregamento da expressão (2.61) é máximo, e substituindo (2.61) em (2.60), tem-se, portanto, a expressão para o conjugado máximo:

$$\tau_{\text{ind}} = \frac{3 \cdot V_{TH}^2}{2 \cdot \omega_s \left[R_{TH} + \sqrt{R_{TH}^2 + (X_{TH} + X_r)^2} \right]}. \quad (2.62)$$

Ainda segundo Chapman (2013), ao aumentar o valor da impedância do rotor, o conjugado de partida tenderá a ser mais elevado, mantendo-se o conjugado máximo constante, porém aumentando-se também o escorregamento para o qual o conjugado é máximo, conforme será mostrado na Figura 17.

Figura 17. Comparativo das curvas-características para variações de carga no rotor.



Fonte: Chapman, 2013.

2.9. Equações da curva de torque-velocidade com inversores de frequência

Segundo Umans (2014), motores de indução trifásicos operando convencionalmente não conseguem alcançar a velocidade síncrona, sendo necessário a implementação de circuitos de controle complementares que maximizarão o potencial entre as fases da máquina, elevando sua eficiência. Uma das formas de se controlar a rampa de velocidade do MIT é utilizando inversores de frequência, cujo conjugado mecânico é dado por (2.56). Contudo, ao utilizar um

inversor de frequência para o controle de velocidade desta máquina, deve-se levar em conta as razões entre a variação de frequência da rede e a frequência nominal do motor (UMANS, 2014). Dessa forma, tem-se que:

$$V_{1_{eq}} = V_1 \left(\frac{jX_m}{R_1 + j(X_1 + X_m)} \right), \quad (2.63)$$

$$R_{1_{eq}} + jX_{1_{eq}} = \left[\frac{jX_m}{R_1 + j(X_1 + X_m)} \right]. \quad (2.64)$$

Como objeto de análise, desprezou-se a resistência de armadura R_1 . Dessa forma, para valores de frequência nominal para cada um dos parâmetros do motor de indução, obteve-se as seguintes expressões:

$$V_1 = \frac{\omega_e}{\omega_{e_0}} V_{1_0}, \quad (2.65)$$

$$V_{1_{eq}} = \frac{\omega_e}{\omega_{e_0}} V_{1_{eq0}}, \quad (2.66)$$

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} = \frac{P}{2} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_e} \right), \quad (2.67)$$

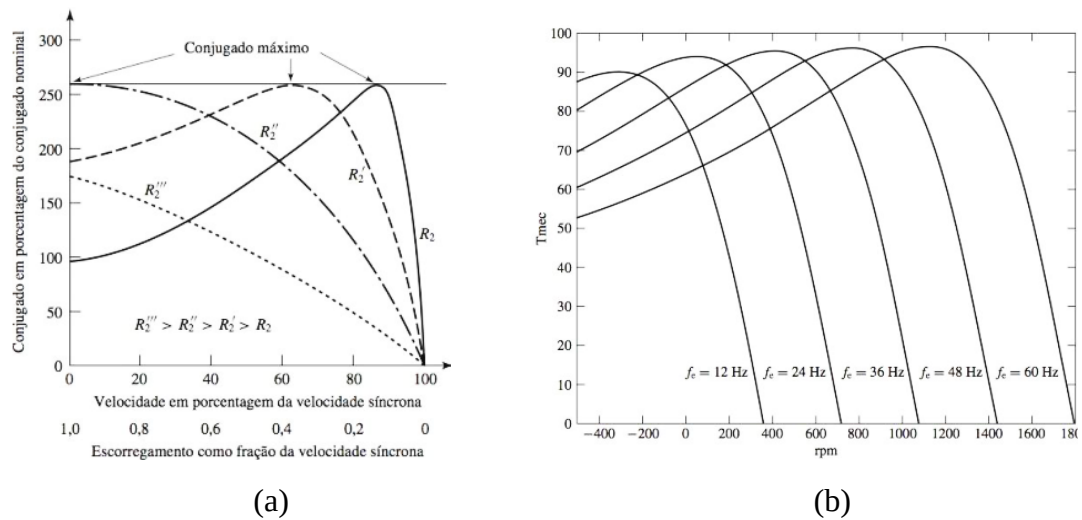
na qual P é o número de polos e $\Delta\omega$ é a variação entre a nova frequência e a frequência nominal da máquina. Com isso, pode-se expressar o novo torque eletromecânico da seguinte forma:

$$\tau_{inversor} = \frac{1}{\omega_s} \left[\frac{V_{TH} \left(\frac{R_2}{\Delta\omega_m} \right)}{\left\{ \left[\left(\frac{2\omega_e}{P} \right) \left(\frac{R_R}{\Delta\omega_m} \right) \right]^2 + (X_{TH} + X_R)^2 \right\}} \right], \quad (2.68)$$

em que ω_e é a frequência elétrica, $\Delta\omega_m$ é a razão entre as frequências mecânica e elétrica, e P é o número de polos da máquina de indução. Com isso, pode-se plotar as curvas características que serão mostradas na Figura 18, com e sem a presença do inversor de frequência, respectivamente. Com base nas curvas características da referida figura, notar-se-á que um inversor atua idealmente de modo que o deslocamento da curva característica se desloca sobre o eixo de velocidade da máquina, mantendo o sempre o mesmo conjugado

máximo independente da variação de frequência, variando-se somente a o conjugado de partida (UMANS, 2014).

Figura 18. Curvas características de torque-velocidade da máquina para uma máquina sem o inversor (A) e com inversor (B).



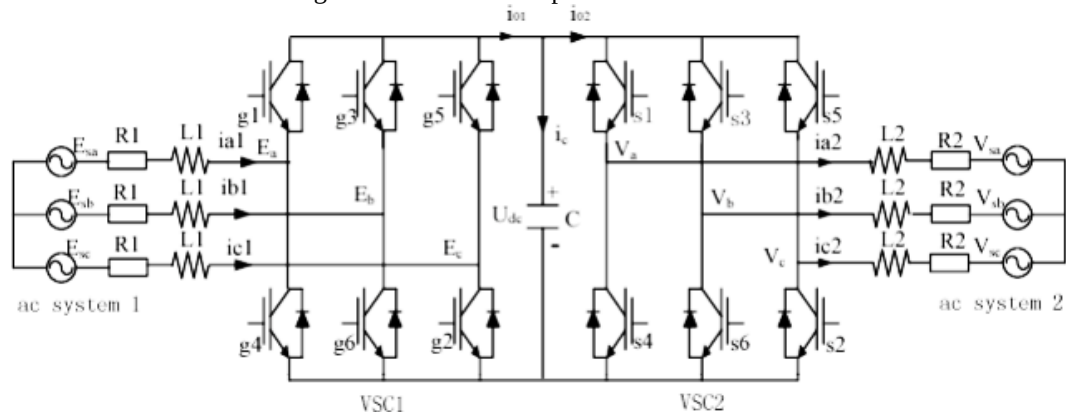
Fonte: Umans (2014).

Contudo, para resistências não nulas no rotor, tem-se uma leve atenuação conforme reduz-se a frequência, como se pode observar em 18-b na frequência de 12 Hz.

2.10. Topologias de retificadores aplicados a inversores multiníveis

Para alimentar o inversor, é necessária a implementação de um retificador trifásico que seja capaz de fornecer uma tensão próxima a tensão contínua de barramento, que determinará os limites do índice de modulação da tensão CA que alimentará a máquina de indução.

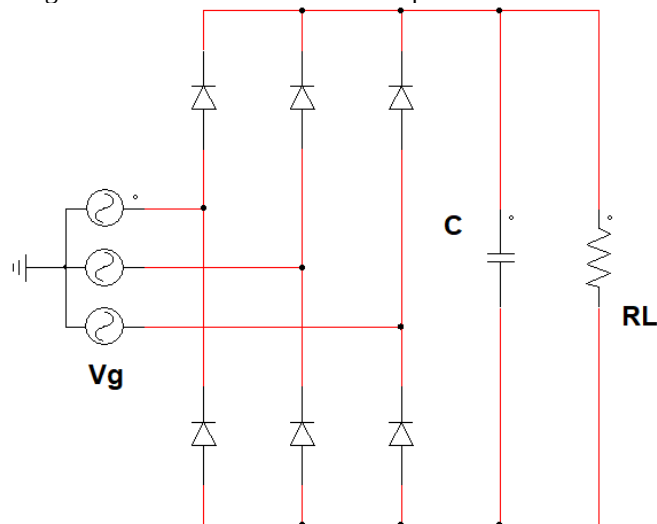
Para isso, pode-se utilizar a topologia *back-to-back*, que consiste em um retificador controlado ligado em série a um inversor trifásico, conforme será mostrado na Figura 19 (GASPERI, 2019).

Figura 19. Inversor do tipo *Back-to-back*.

Fonte: GASPERI, 2019.

A tensão CC na saída deste retificador pode ainda ser elevada por meio de um conversor *Boost*, ou reduzida por meio de um *Buck*, a depender das especificações do projeto. Uma outra topologia consiste no retificador de seis pulsos não controlado, cuja ponte retificadora pode ser composta por diodos, TBJs ou MOSFETs, conforme será mostrado na Figura 20.

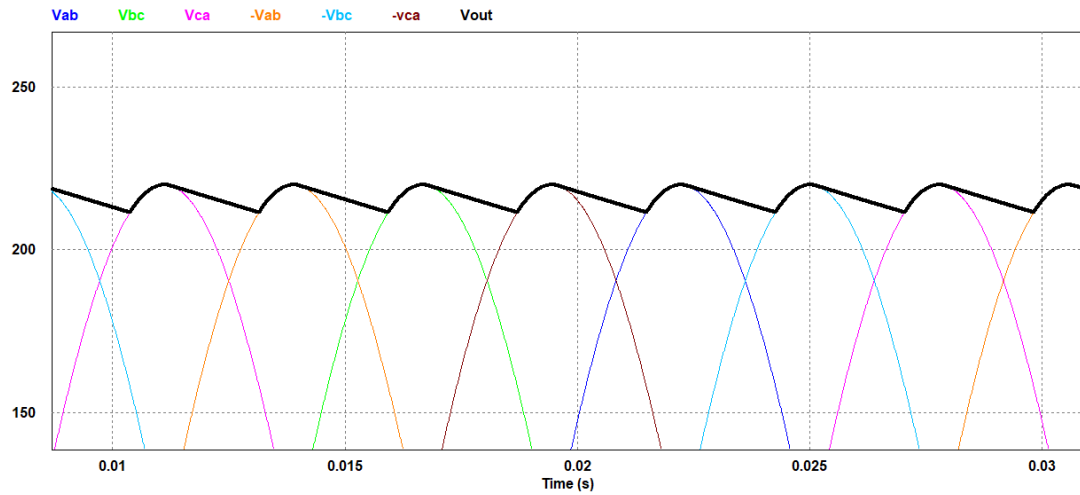
Figura 20. Retificador trifásico de 6 pulsos não controlado.



Fonte: Autoria própria, 2021.

A variação de tensão na carga para esta topologia de retificadores não controlados tem um aspecto semelhante ao modelo que será simulado na Figura 21. Geralmente, arbitra-se um valor de 1% para *ripple* de tensão na saída desses retificadores (HART, 2008).

Figura 21. *Ripple* de tensão no barramento DC de um retificador trifásico de 6 pulsos não-controlado.



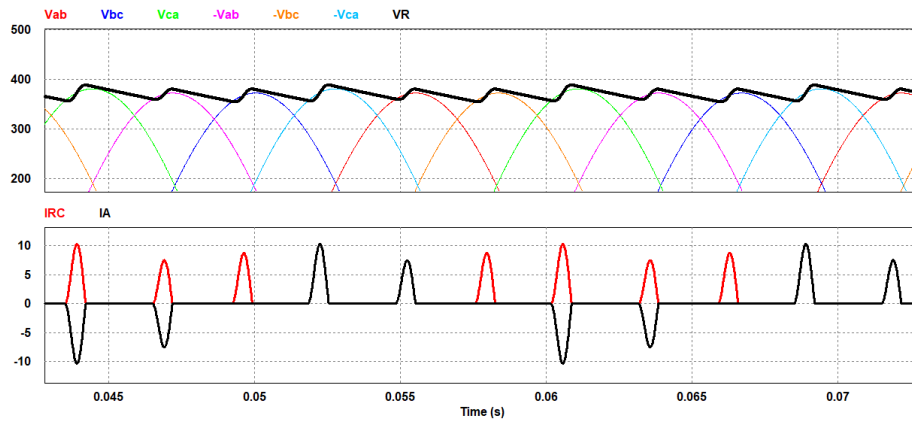
Fonte: Autoria própria, 2021.

O filtro capacitivo expresso na Figura 21 pode ser calculado de acordo com a seguinte expressão:

$$C = \frac{1}{6 \cdot f \cdot R_L \cdot \frac{\Delta v_{out}}{v_{PL}}} , \quad (2.69)$$

na qual f é a frequência da tensão do gerador, R_L é a resistência, Δv_{out} é o *ripple* de tensão na saída e v_{PL} é a tensão de pico na linha (HART, 2008). Contudo, na referida topologia, caso haja a presença de componentes passivos de indutância e capacitância no sistema, qualquer desbalanceamento na tensão de entrada pode resultar na injeção de conteúdo harmônico, conforme será demonstrado na Figura 22.

Figura 22. Tensões de fase na carga VR (A) e corrente na fase A com distorção harmônica (B)



Fonte: Autoria própria, 2021.

Na Figura 22 nota-se a atenuação do segundo harmônico da corrente de linha da fase A (IA) ao utilizar uma fonte desequilibrada na entrada do retificador da Figura 21, considerando a presença dos componentes de indutância do circuito, o que inclui desde transformadores até os valores do estator, caso o projeto envolva máquinas de indução.

2.11. Topologias de filtros passivos utilizados em inversores

Dentre os filtros passivos utilizados para atenuar o conteúdo harmônico que excede a frequência de corte, estão o filtro L, LC e LCL. Em que o primeiro consiste em uma topologia de primeira ordem, cuja atenuação, no domínio da frequência, é de 20 dB/década. O segundo é um filtro de segunda ordem, apresenta o dobro de atenuação em relação ao anterior, ou seja, -40 dB/década, e a capacitância *shunt* é projetada de modo a apresentar alta impedância na frequência de barramento, bem com baixa reatância na frequência de chaveamento (Gasperi, 2019, p.23). A frequência de corte do filtro LC é dada pela seguinte expressão:

$$f_{corte} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}. \quad (2.70)$$

A terceira e última topologia consiste em um filtro de terceira ordem, cujas principais vantagens em relação aos filtros anteriores é apresentar uma maior atenuação de conteúdo harmônico em frequências próximas a frequência de chaveamento, -60 dB/década para frequências acima da frequência de ressonância, além de uma baixa distorção na corrente e um menor fluxo de potência reativa. Sua principal desvantagem é a ocorrência de distorção na corrente de entrada devido a ressonância (Gasperi, 2019, p.23), e sua frequência de corte é dada por:

$$f_{c_{LCL}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C \cdot L_1 \cdot L_2}}. \quad (2.71)$$

Pode-se arbitrar valores comerciais para um dos dois componentes passivos da Eq. (2.66) a fim de se determinar uma frequência de corte desejada.

3. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Inicialmente, definiram-se as especificações nominais do motor de indução trifásico, equilibrado e de sequência positiva, que seria utilizado na saída do inversor multinível, cujos dados serão descritos na Tabela 6.

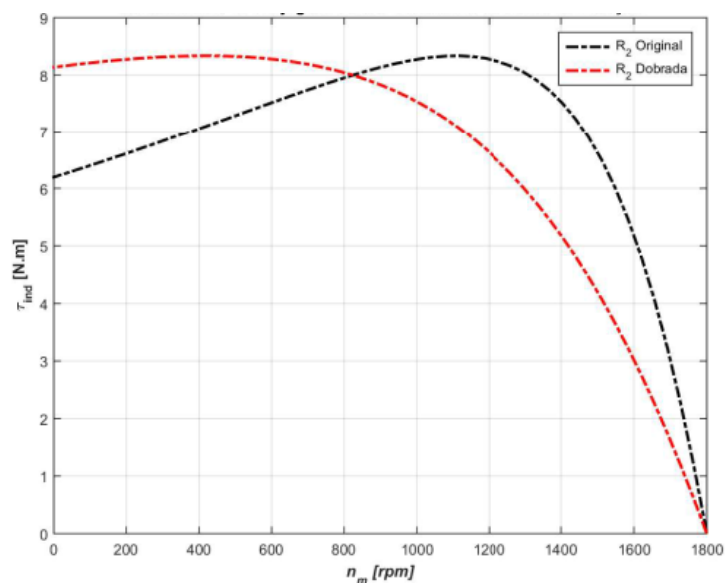
Tabela 6. Especificações nominais do MIT.

<i>Especificações Nominais</i>	
<i>Impedância do estator (R_s)</i>	14 Ω
<i>Reatância do estator (L_s)</i>	26,7 mH
<i>Impedância do rotor (R_r)</i>	10,9 Ω
<i>Reatância do rotor (L_r)</i>	40,1 mH
<i>Reatância de magnetização</i>	435,75 mH
<i>Número de polos (P)</i>	4
<i>Momento de inércia (J)</i>	0,04

Fonte: Autoria própria (2021).

De acordo com a análise desenvolvida nos Tópicos 2.6 e 2.7, utilizou-se parâmetros descritos na tabela 6 para simular as curvas características de torque-velocidade quando operando a vazio e com variações de carga no rotor, cujo resultado será mostrado no gráfico da Figura 23.

Figura 23. Característica de conjugado versus velocidade do motor de indução.



Fonte: Autoria própria, 2021.

Analisando-se as curvas da Figura 23 nota-se que, ao dobrar a carga do rotor, o conjugado máximo permaneceu constante, elevando-se o torque de partida da máquina. Após isso, utilizando as equações demonstradas no Tópico 2.6, pôde-se calcular as impedâncias do circuito equivalente para, posteriormente, obter parâmetros como tensão e resistência de Thévenin, escorregamento máximo, velocidade síncrona, velocidade com escorregamento máximo e os conjugados máximo e de partida. Todos estes dados serão apresentados na Tabela 7.

Tabela 7. Valores calculados para o motor em questão.

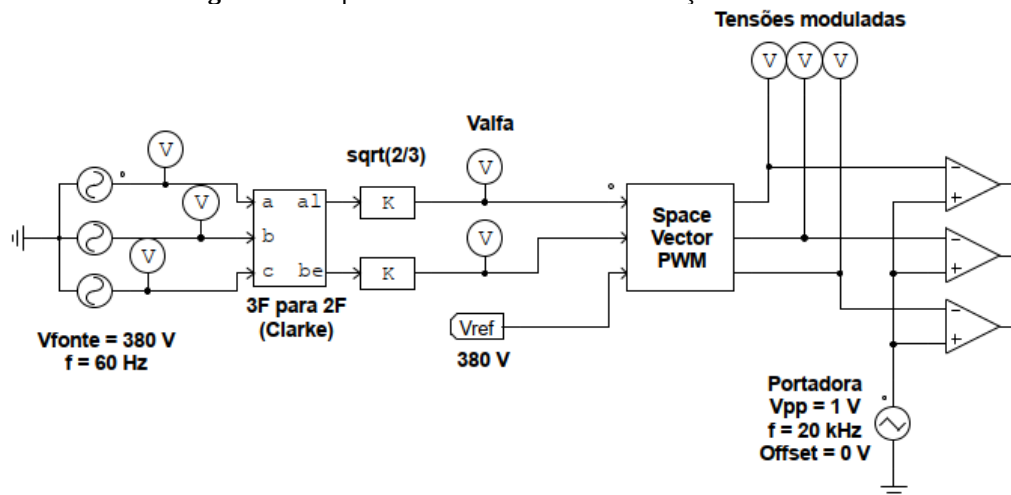
Parâmetros	Valores calculados
X_s	10,066 Ω
X_r	15,117 Ω
X_m	164,274 Ω
V_{TH}	200,296 V
R_{TH}	12,43 Ω
X_{TH}	10,066 Ω
$S_{m\acute{a}x}$	38,8%
$\tau_{m\acute{a}x}$	7,88 N.m
$\tau_{partida}$	5,906 N.m

Fonte: Autoria própria, 2021.

3.1. Esquemático do circuito de modulação

A tensão de fase da fonte trifásica que alimentará o circuito que converterá as tensões trifásicas para bifásicas, de acordo com a teoria desenvolvida no tópico 2.4, é de 380 V_{RMS} e uma frequência elétrica de 60 Hz. O esquemático do circuito de modulação será mostrado na Figura 24.

Figura 24. Esquemático do sistema de modulação do circuito.



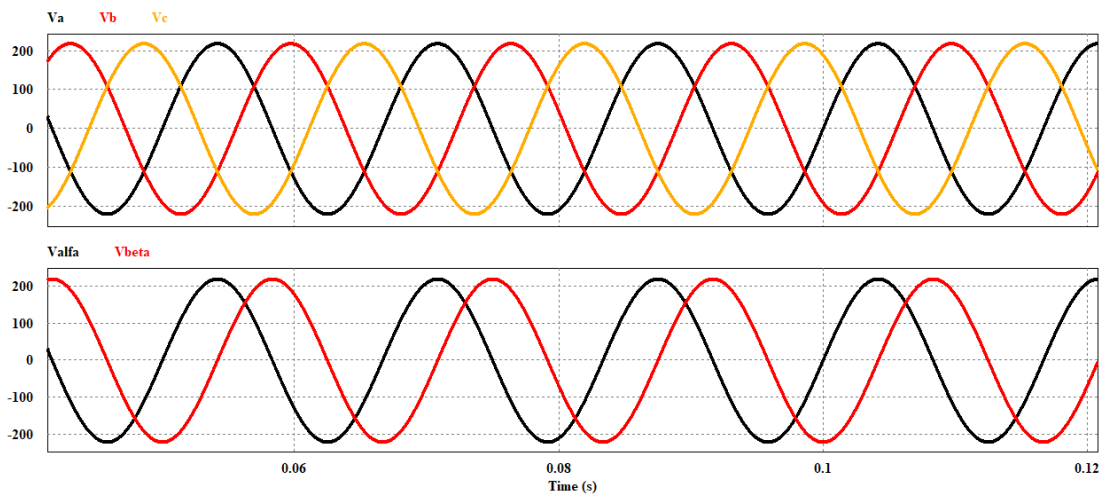
Fonte: Autoria própria (2021).

Após a conversão de V_a, V_b e V_c para V_α e V_β , deu-se um ganho de $\sqrt{(2/3)}$, uma vez que o circuito foi projetado para receber a forma que mantém as potências invariantes, conforme demonstrado no Tópico 2. A tensão de barramento V_{dc} , que alimentará o inversor, é de 380 V.

3.2. Formas de onda moduladas obtidas

As formas de onda obtida através do circuito que converte as tensões trifásicas em bifásicas, conforme descrito na transformada de Clarke, podem ser observadas na Figura 25.

Figura 25. Transformação obtida dos sinais trifásicos em bifásicos alfa e beta.

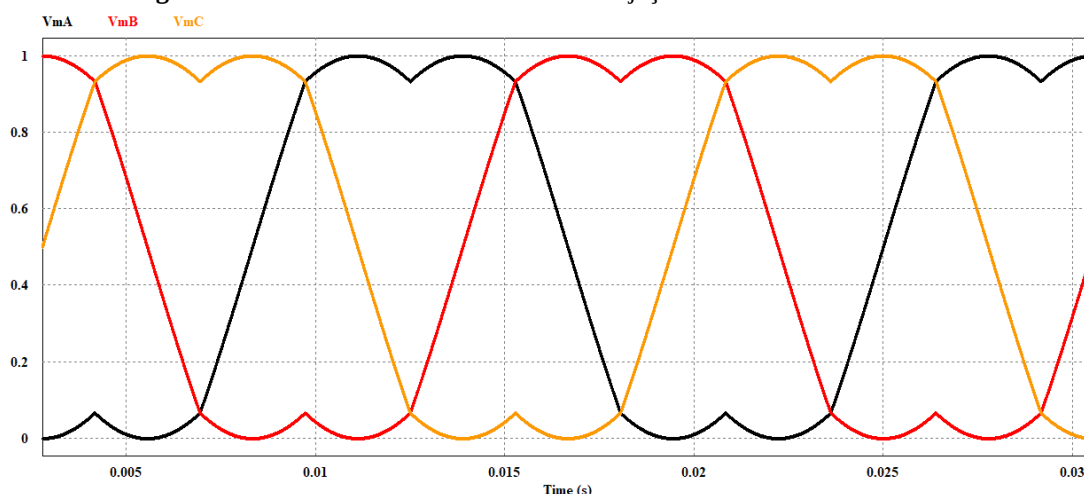


Fonte: Autoria própria (2021).

De acordo com os resultados obtidos para as tensões bifásicas na saída do circuito de conversão, nota-se que o valor de tensão RMS permaneceu o mesmo após a conversão. As tensões V_{ALFA} e V_{BETA} obtidas estão defasadas em 90° , também de acordo com a teoria proposta.

Após isso, com base nos setores definidos por meio da Tabela 5 e das equações (2.30) a (2.40), formulou-se um algoritmo que governaria o funcionamento do circuito modulador da Figura 24, o qual geraria as ondas moduladas, por meio da injeção do terceiro harmônico, resultando nas seguintes formas de onda que serão mostradas na Figura 26, cujo formato apresenta simetria de meia onda, a qual pode acarretar na presença de conteúdo harmônico em torno dos múltiplos pares da frequência de portadora (WU, 2006).

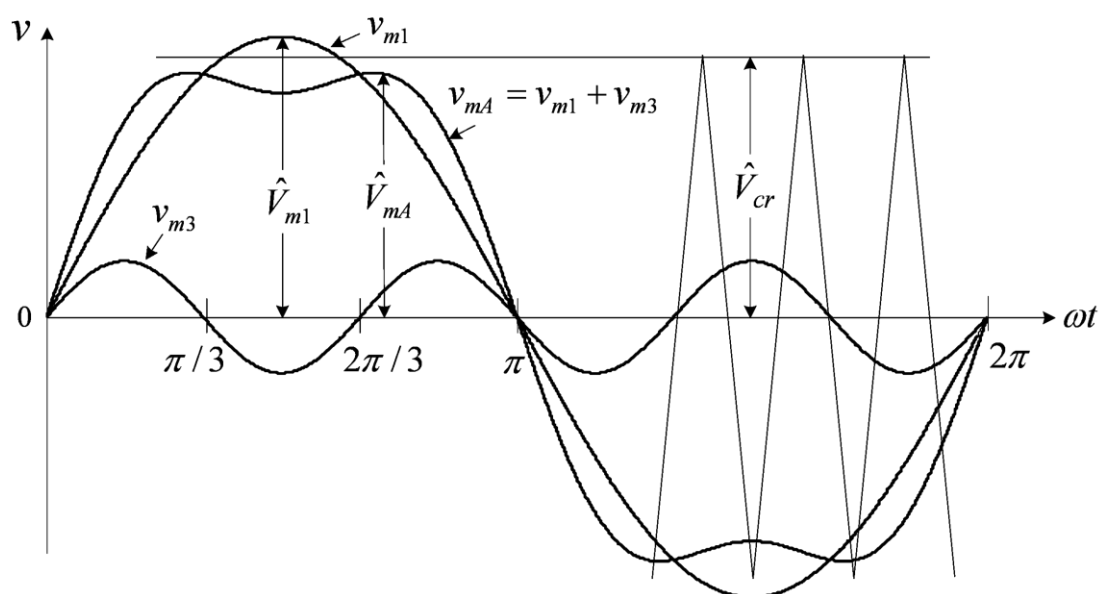
Figura 26. Formas de onda moduladas com injeção de terceiro harmônico.



Fonte: Autoria própria (2021).

As três formas de onda moduladas mostradas na Figura 26 foram comparadas com uma outra forma de onda proveniente de uma portadora triangular, cuja frequência elétrica escolhida foi de 20 kHz, uma vez que o sinal de uma onda portadora deve ser muito maior que o da onda modulada (WU, 2008). Essa comparação será observada na Figura 27, a qual demonstra importantes parâmetros como a tensão modulada com injeção de terceiro harmônico, a portadora triangular, a tensão senoidal de um SPWM e os limites do barramento DC.

Figura 27. Comparativo entre a onda modulada, sinal senoidal e portadora triangular.

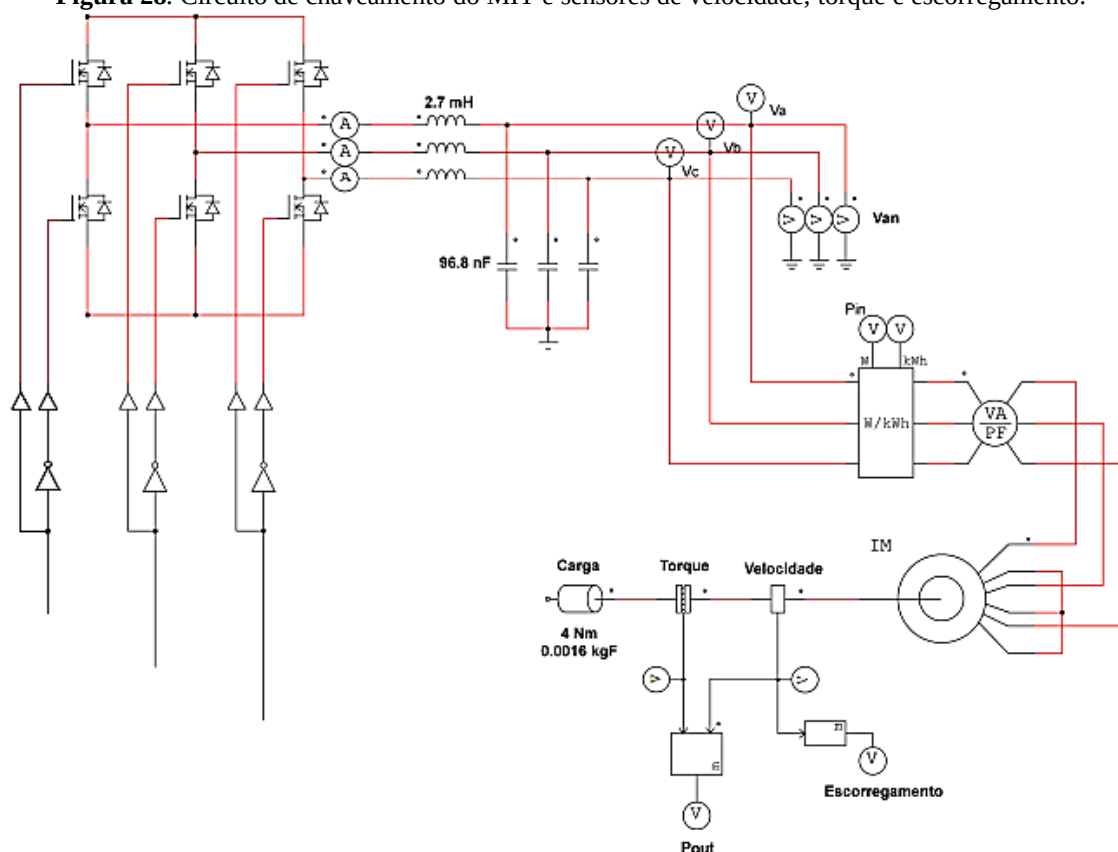


Fonte: Wu, 2006.

3.3. Implementação do inversor trifásico e dos sensores

Após isso, implementou-se o circuito que seria responsável pelo chaveamento do MIT, utilizando dispositivos semicondutores MOSFET's do tipo NPN, conforme será mostrado no esquemático da Figura 28.

Figura 28. Circuito de chaveamento do MIT e sensores de velocidade, torque e escorregamento.

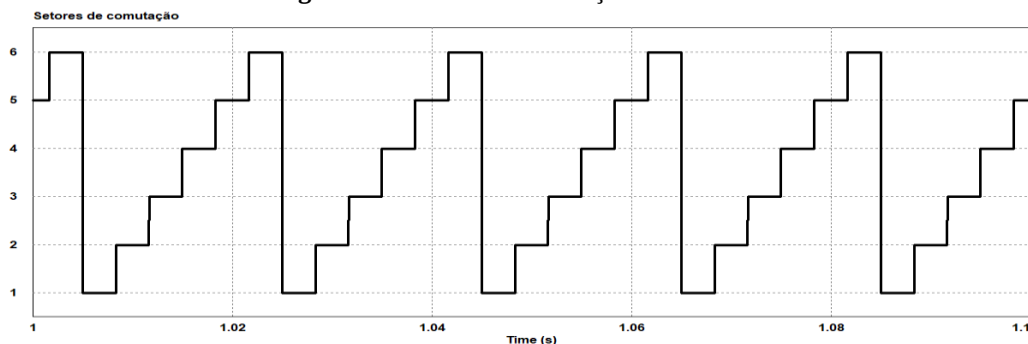


Fonte: Autoria própria (2021).

Conforme mostrado na Figura 28, utilizou-se também portas NOT para inverter o estado de acionamento dos inversores superiores e inferiores, além de utilizar sensores de velocidade, torque, o escorregamento medido a partir da velocidade medida na saída do MIT, bem como sensores de potência e fator de potência na entrada da máquina.

3.4. Setores de comutação e distorção harmônica obtidos

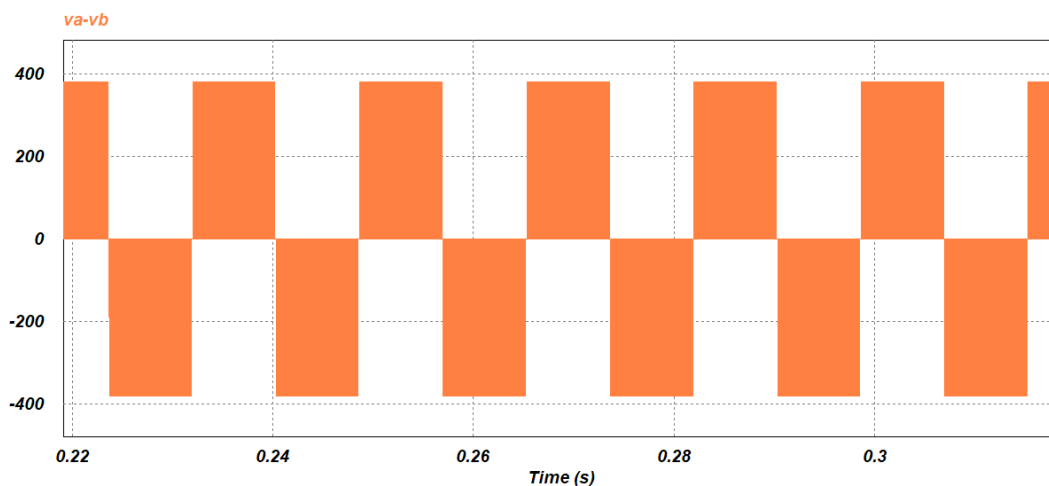
As condições de acionamento dos setores de comutação definidas no tópico 2.4 geraram a seguinte forma de onda de saída no circuito modulador, que serão mostrados na Figura 29.

Figura 29. Setores de comutação simulados.

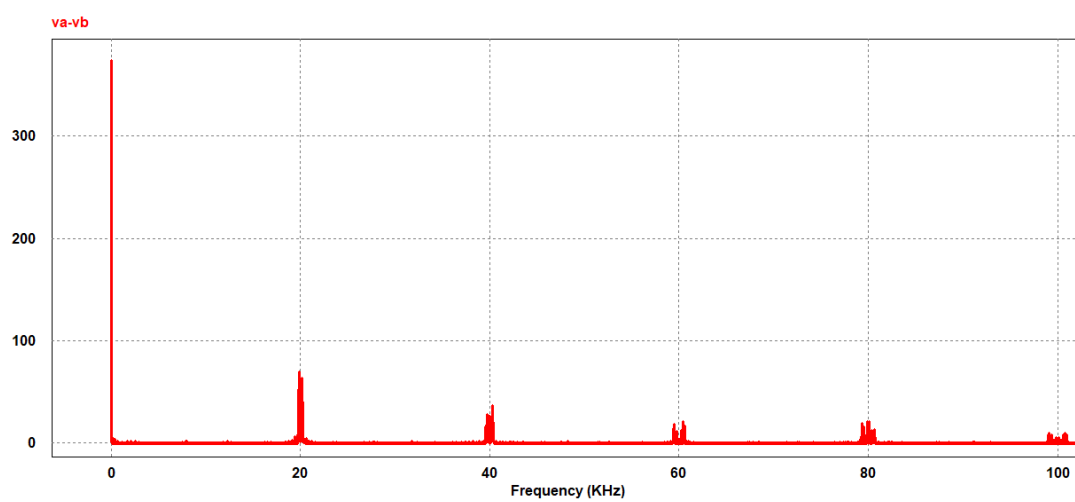
Fonte: Autoria própria (2021).

Na Figura 29, observou-se a sequência de setores espaciais que o vetor espacial de referência percorre, sendo 1 V de diferença para cada um dos 6 setores descritos no tópico 2.4, retornando ao primeiro setor após o referido vetor percorrer os 360°. O período de atividade medido para cada setor de comutação foi de aproximadamente 2,77 ms, e a frequência de comutação dos setores foi de 360 Hz. Com isso, pode-se inferir que o vetor espacial de referência realmente percorre 60° para cada setor de comutação, de acordo com a teoria anteriormente demonstrada.

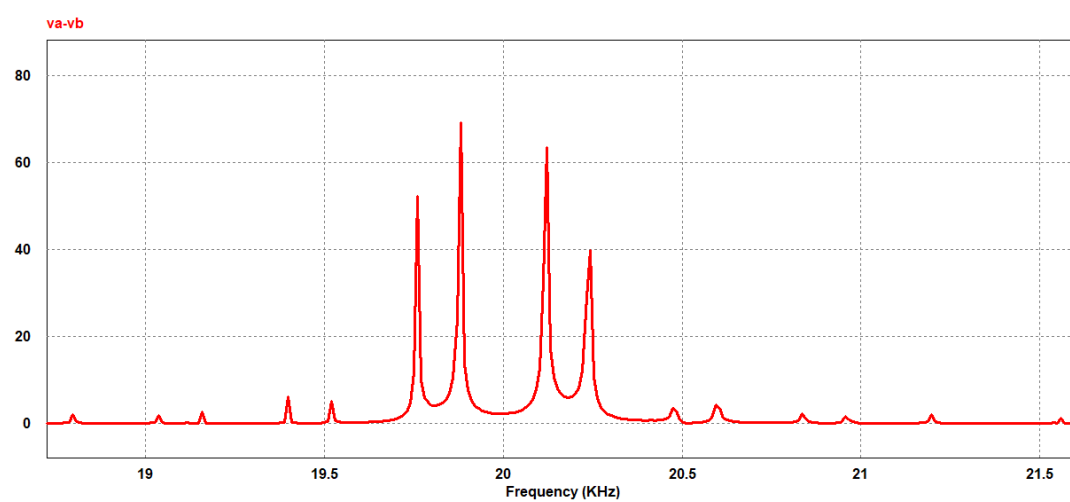
Após isso, obteve-se a forma de onda da diferença de potencial entre as fases A e B, ou V_{AB} do circuito (Figura 30-a). Com isso, pôde-se simular a FFT do sistema a fim de se analisar o espectro harmônico para determinar o THD das tensões do sistema (Figura 30-b, c e d).

Figura 30. Diferença de potencial entre as fases A e B (A), espectro harmônico até 100 kHz (B), em torno da frequência de portadora (C) e duas vezes f_{port} (D).

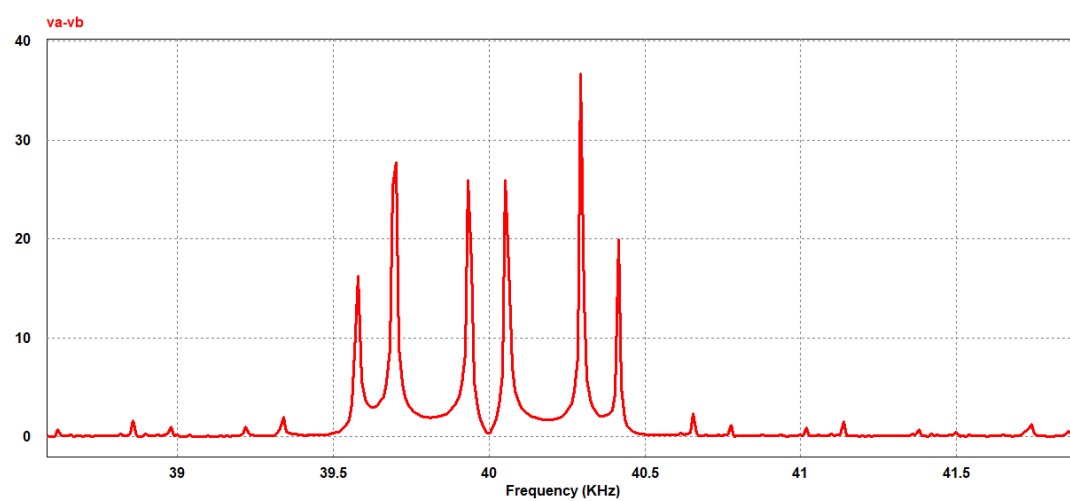
(a)



(b)



(c)

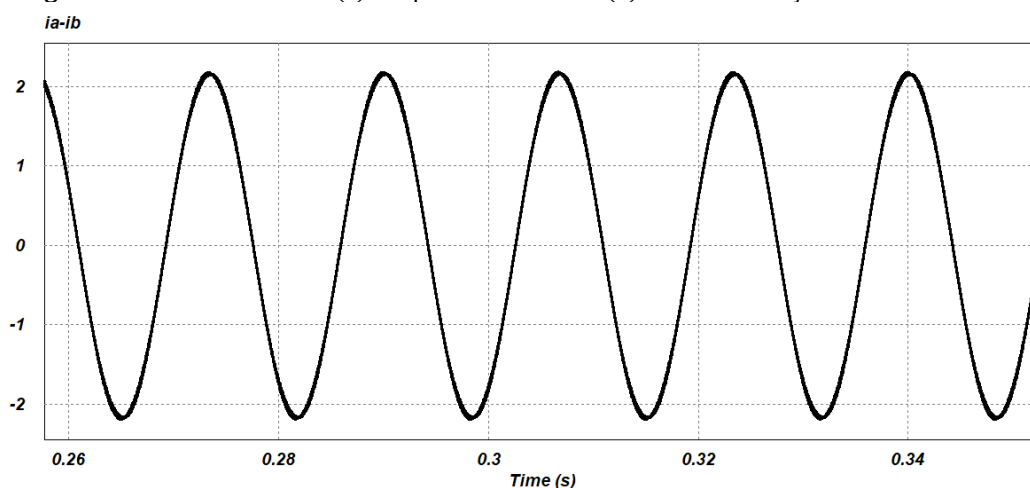


(d)

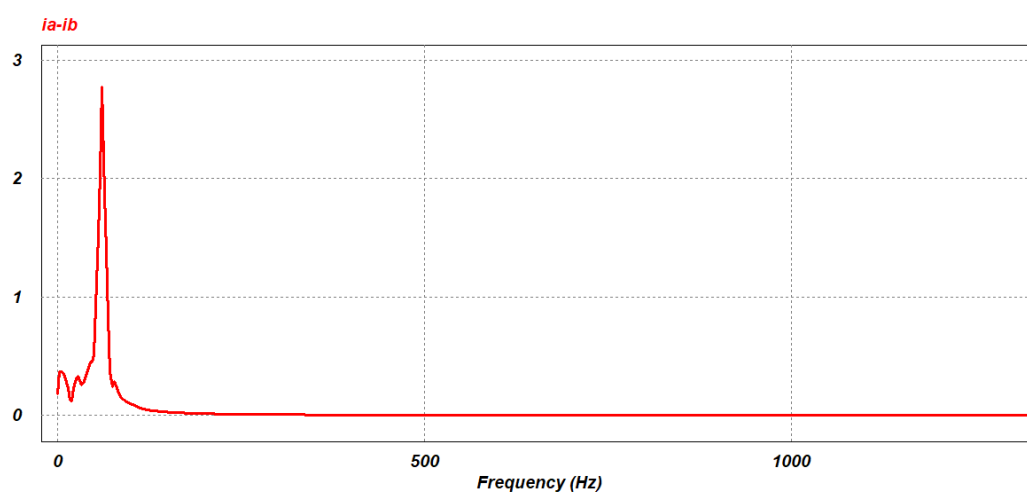
Fonte: Autoria própria (2021).

Analisando a Figura 30-B, o THD obtido foi de 53,7973 % sem o filtro LC em paralelo. Nota-se a presença de distorções harmônicas em torno dos múltiplos pares da frequência de portadora (20 kHz) no espectro de frequências. Essa distorção, como já descrito no tópico 2.5, deve-se ao fato da injeção de terceira harmônica, segundo a teoria proposta por Wu (2006). Mediu-se, também, a corrente I_{AB} e seu respectivo espectro harmônico, conforme será mostrado na Figura 31.

Figura 31. Correntes de fase (a) e espectro harmônico (b) antes da inserção do filtro LC.



(a)



(b)

Fonte: Autoria própria, 2021.

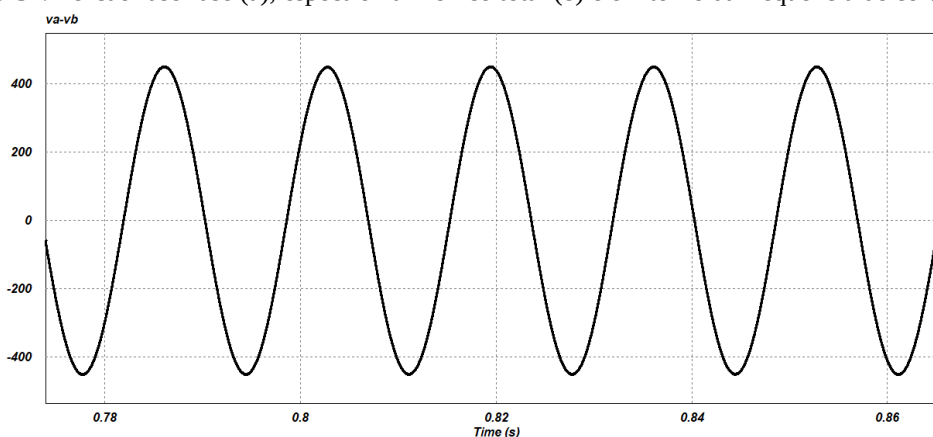
Segundo os resultados apresentados na Figura 31, o THD das correntes fase-fase obtido foi de 0,85545% sem o filtro LC.

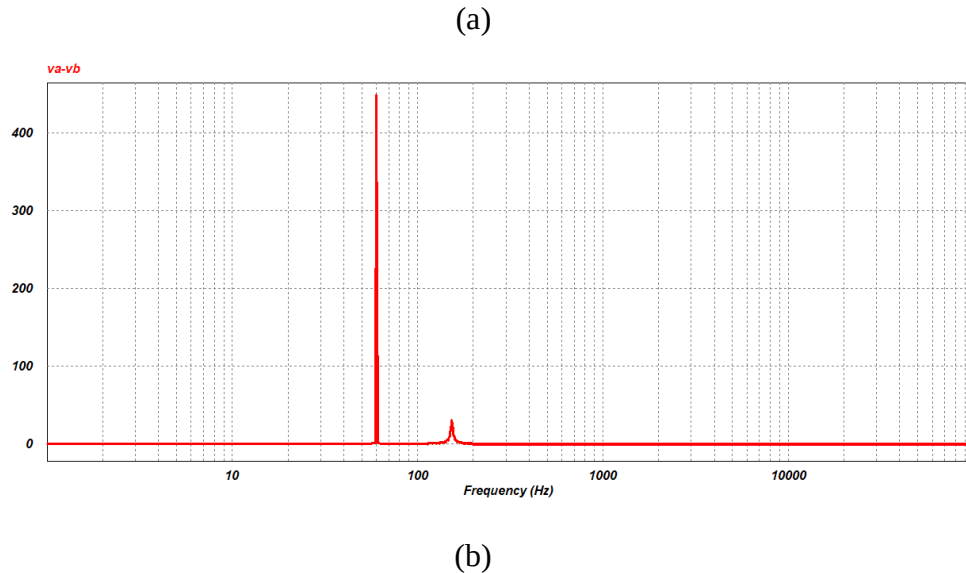
3.5. Equacionamento do filtro LC para redução da distorção harmônica

Pode-se reduzir o THD de um inversor multinível projetando-se um filtro passivo em paralelo à carga. Porém, como se trata de um sistema em malha aberta, o processo de atenuação de harmônicos torna-se complexo e não possibilita a eliminação total da distorção. Para isto, é necessário o dimensionamento de controladores de corrente que serão responsáveis por uma atenuação mais eficiente da distorção harmônica. Portanto, o dimensionamento do filtro LC que será feito a seguir tem fins exclusivamente didáticos, visando analisar o espectro de frequências após sua inserção.

Com base nas considerações supracitadas, projetou-se um filtro LC de acordo com a teoria descrita no tópico 2.11. Para isso, determinou-se parâmetros como a frequência de corte desejada, frequência da portadora triangular, e arbitrou-se um valor para um dos componentes passivos. Para o circuito em questão, a frequência da portadora foi de 20 kHz, a frequência de corte escolhida foi 150 Hz e, por fim, arbitrou-se um valor de 2,7 mH para a indutância, de modo a possibilitar o cálculo da capacitância por meio da Eq. (2.71). O valor encontrado para a capacitância foi de 416 μ F. Após isso, acrescentou-se o filtro em paralelo ao MIT, e simulou-se a diferença de potencial entre as fases A e B, de modo a determinar o THD do sistema, de acordo com a teoria proposta por Wu (2008), e os resultados serão apresentados na Figura 32.

Figura 32. Tensão fase-fase (a), espectro harmônico total (b) e em torno da frequência de corte (c).





Fonte: Autoria própria, 2021.

Analizando-se a Figura 32, o THD obtido, para uma frequência fundamental de 60 Hz, foi de 0,043568%, o que atende aos parâmetros propostos pela IEEE-519 e ANEEL. O valor de tensão RMS da diferença de potencial entre as fases A e B foi de 317,199 V. No espectro de frequências, a tensão de pico na frequência fundamental obtida foi de 448,717 V. A tensão de pico em torno da frequência de 153,4 Hz, que fica próxima a frequência de corte escolhida, foi de 30,702 V. Estas foram as únicas distorções obtidas para todo o espectro harmônico simulado. Não houve, portanto, distorção harmônica em torno da frequência de portadora nem dos múltiplos desta. Após isso, simulou-se a corrente I_{AB} após a inserção do filtro, cujos resultados obtidos serão apresentados na Figura 33.

Para as correntes, a distorção harmônica obtida foi de 0,0648 % após a inserção do filtro. O valor de corrente RMS medida entre as fases A e B foi de 47,7388 A. Os resultados obtidos estão descritos na Tabela 8.

Tabela 8. Resultados obtidos através da simulação.

Grandeza medida	Antes do filtro LC	Após a inserção do filtro LC	Diferença calculada
THD (V_{ff})	53.7973 %	0.0435 %	-99,9191%
THD (I_{ff})	0.8554 %	0.0648 %	-92,4246%
$V_{ff}(RMS)$	301.047 V	317.199 V	+5,365275%
$I_{ff}(RMS)$	24.1038 A	47.7388 A	+98,05508%
V_{hf}	374.947 V	448.717 V	+19,67478%

Fonte: Autoria própria, 2021.

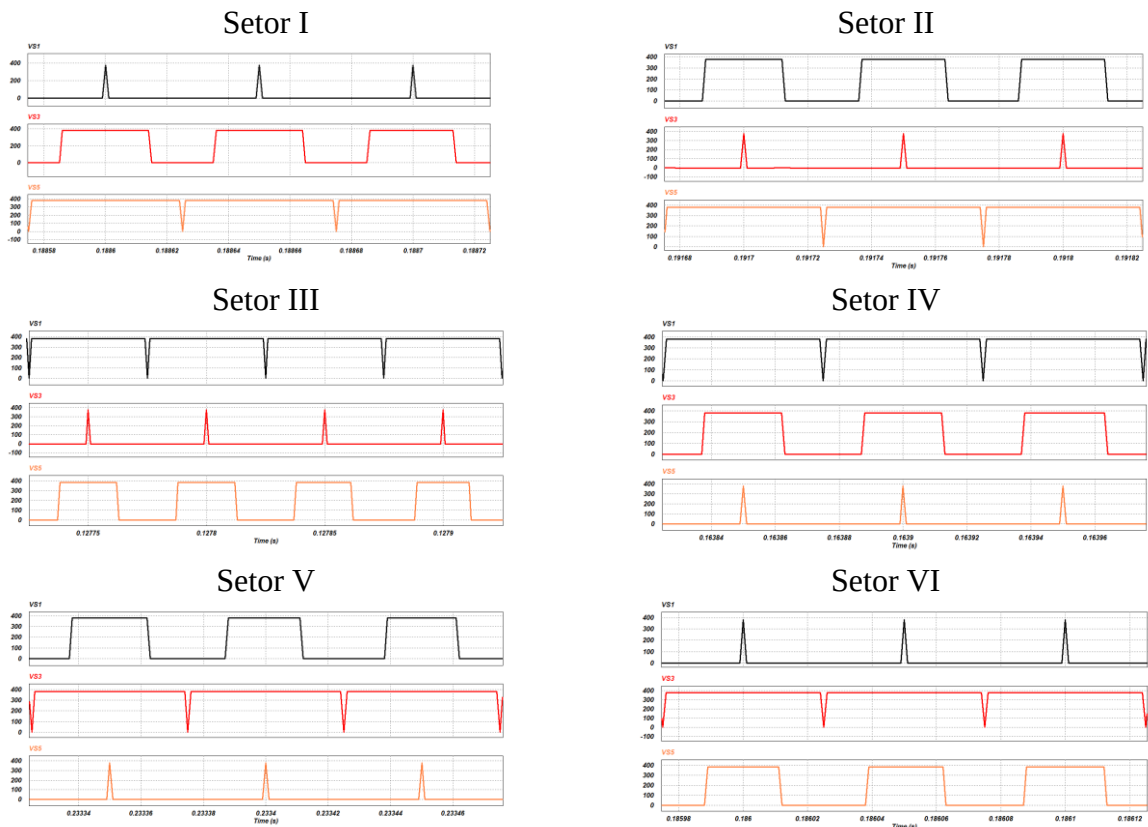
Na Tabela 8, V_{ff} e I_{ff} são a tensão e a corrente fase-fase normalizadas, V_{hf} é a tensão de pico na frequência fundamental e I_{hf} é a corrente de pico no espectro de frequência fundamental de 60 Hz.

Conforme descrito inicialmente, o processo de eliminação de conteúdo harmônico é complexo e demanda a utilização de controladores das correntes do eixo direto e em quadratura. Portanto, os resultados mostrados na Tabela 8, são para fins exclusivamente didáticos. No projeto do filtro em questão, deve-se atentar para os efeitos da frequência de ressonância na amplitude da corrente na frequência fundamental.

3.6. Estados de chaveamento simulados e frequência de comutação obtida

Na Figura 33, estão dispostos os estados de comutação dos interruptores S1, S3 e S5 (os três interruptores da parte superior do inversor trifásico), para todos os seis setores de comutação anteriormente abordados.

Figura 33. Estados de comutação dos interruptores para os seis setores de chaveamento.

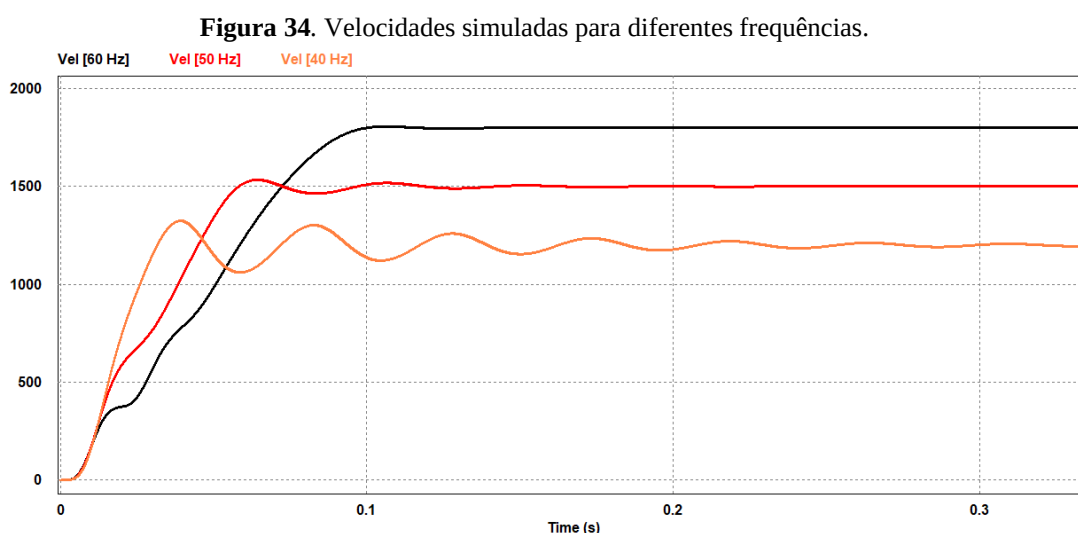


Fonte: Autoria própria, 2021.

A frequência de chaveamento medida para todas os interruptores do circuito em questão foi de 20 kHz, para todos os setores de comutação.

3.7. Velocidade para diferentes frequências

Ainda com base no modelo desenvolvido nos tópicos anteriores, simulou-se as formas de onda da velocidade da máquina, visando-se analisar o tempo de estabilização até a velocidade em regime permanente ser atingida, variando-se a frequência do inversor, conforme será apresentado na Figura 34.



Fonte: Autoria própria (2021).

Os resultados obtidos através da Figura 35 estão descritos na Tabela 9.

Tabela 9. Tempos de estabilização para diferentes frequências de operação.

Frequência	Tempo de estabilização	Sobressinal (%)	Velocidade (regime permanente)
60 Hz	0,09216 s	0,33	1800 rpm
50 Hz	0,08832 s	2,26	1500 rpm
40 Hz	0,17883 s	10,41	1200 rpm

Fonte: Autoria própria (2021).

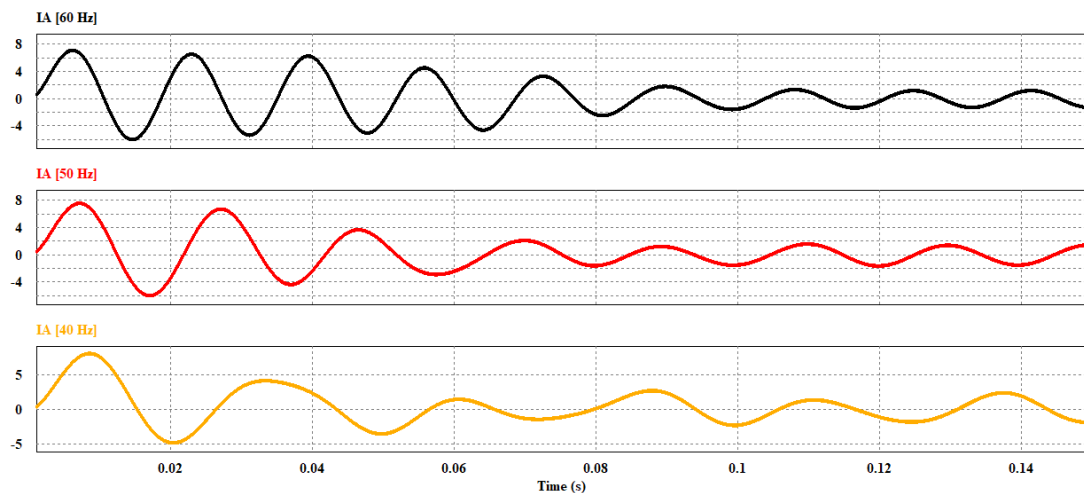
Para o cálculo do tempo de estabilização, utilizou-se uma metodologia estudada na teoria de controle, em que o tempo de estabilização pode ser determinado medindo-se o valor

obtido imediatamente anterior a grandeza medida atingir 98% do valor medido em regime permanente.

3.8. Correntes de linha para variações de frequência

Buscou-se analisar também o comportamento das correntes de partida para diferentes frequências de operação, de modo que os resultados obtidos podem ser observados na Figura 35.

Figura 35. Correntes da fase A para diferentes frequências de operação.



Fonte: Autoria própria (2021).

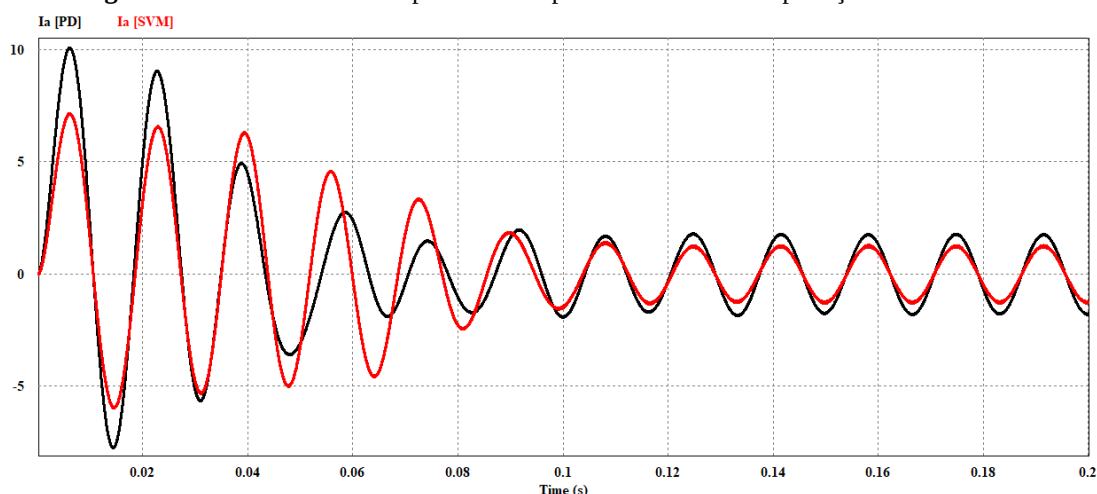
Com base nos gráficos da Figura 35, pôde-se obter os seguintes resultados que serão apresentados na Tabela 10.

Tabela 10. Resultados obtidos analisando-se as formas de onda de corrente da fase A.

Frequência (Hz)	Corrente de pico de partida $I_{part}(A)$	Corrente em regime permanente (RMS)	Tempo de estabilização
60	7.171	0.8669 A	0.4495 s
50	7.624	1.0523 A	0.1069 s
40	8.099	1.3273 A	0.0922 s

Fonte: Autoria própria (2021).

Simulou-se também a corrente de partida direta na fase A (Figura 36), de modo a comparar os resultados obtidos com a corrente medida na Figura 36.

Figura 36. Corrente na fase A para o modo partida direta e com aplicação do SVM.

Fonte: Autoria própria, 2021.

Os dados obtidos serão descritos na Tabela 11, na qual serão comparados os valores das correntes antes e depois da aplicação do SVM no inversor, como se segue.

Tabela 11. Comparativo dos resultados obtidos para a corrente na fase A.

Grandeza	Corrente de pico	Corrente em regime permanente
	de partida	(RMS)
I_{PD}	10,1049 A	1,2551 A
I_{SVM}	7,1713 A	0,8865 A

Fonte: Autoria própria, 2021.

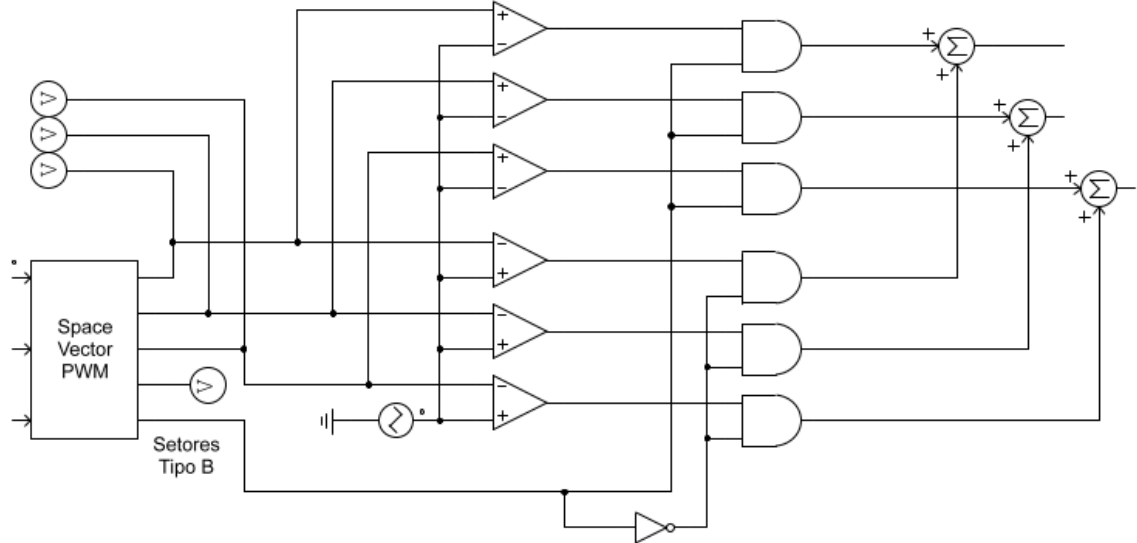
Na Tabela 11, I_{PD} e I_{SVM} são as correntes na fase A para o modo partida direta e com a modulação SVM, respectivamente. Nota-se que a corrente de pico de partida, com o método SVM, foi 29.031% menor que a corrente no modo partida direta sem o filtro LC.

3.9. Eliminação de harmônicos de mesma ordem utilizando sub-células de comutação

O método proposto por Waltrich(2015) e Wu(2008) para eliminação de conteúdo harmônico de mesma ordem consiste na elaboração de um algoritmo que seja capaz de subdividir os setores espaciais demonstrados no Tópico 2.5 em setores do tipo A e tipo B. Para isto, incrementou-se o circuito anterior com portas lógicas do tipo AND, além de dobrar

o número de comparadores, uma vez que o número de setores também foi dobrado (WALTRICH, 2015), conforme demonstrado na Figura 37.

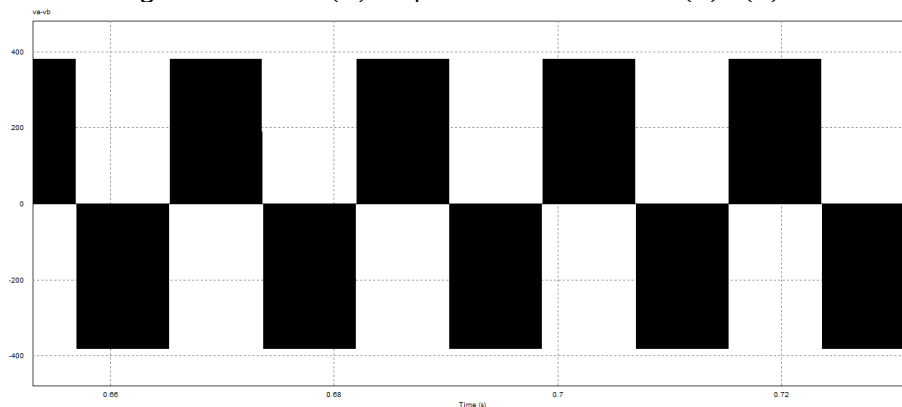
Figura 37. Circuito para eliminação de harmônicas de ordem par.



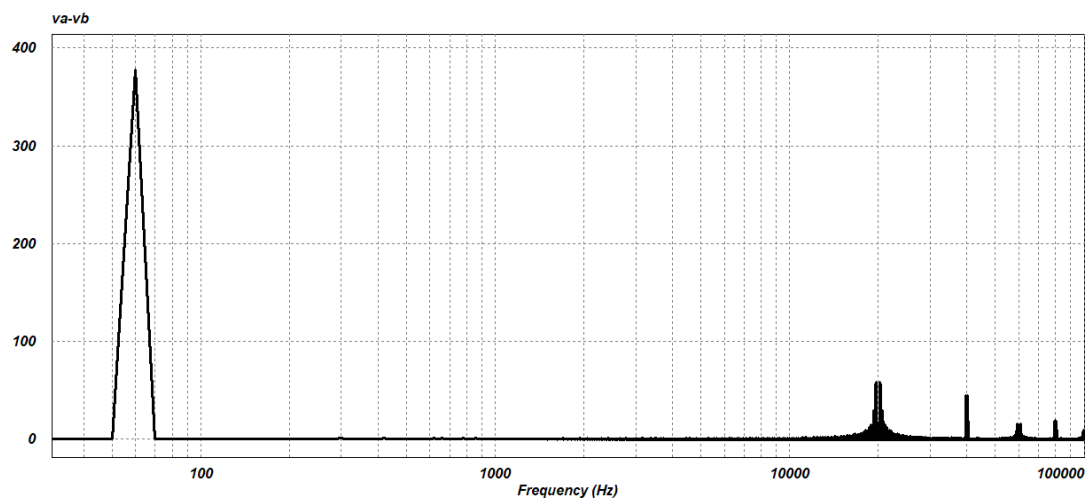
Fonte: Adaptado de WALTRICH (2015).

Este método, no entanto, se limita a eliminar somente o conteúdo harmônico de ordem par, que é o conteúdo indesejável a que se refere a recomendação IEEE-519 e a ANEEL. Caso nenhum filtro passivo ou controle das correntes no eixo direto e em quadratura sejam aplicados, somente o conteúdo harmônico de ordem ímpar continuará a existir, elevando a magnitude do 5º e 7º harmônicos, mantendo o mesmo THD constante (WALTRICH, 2015). Simulou-se, então, a diferença de potencial entre as fases A e B, a fim de se analisar o espectro harmônico para posterior determinação da taxa de distorção harmônica, conforme será mostrado na Figura 38.

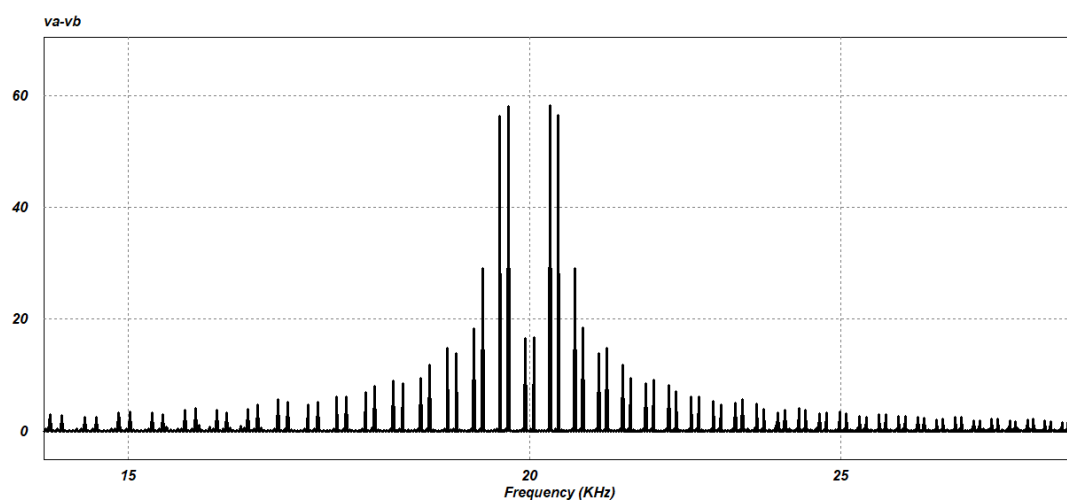
Figura 38. V_{AB} em (A) e espectro harmônico obtido (B) e (C).



(a)



(b)



(c)

Fonte: Autoria própria (2021).

Segundo Wu (2006) e Waltrich (2013), ao se analisar o espectro para frequências no entorno da frequência de portadora e dos múltiplos desta nas Figuras 38-a e 38-b, pode-se dividir o valor da frequência em que ocorrem os picos de distorção pela frequência fundamental de 60 Hz. Caso não se obtenha nenhum número par como resultado destas operações, significa que todas as harmônicas de mesma ordem foram sumariamente eliminadas do espectro de frequências, restando somente harmônicos de ordem ímpar. Os resultados para esta simulação serão descritos na Tabela 12.

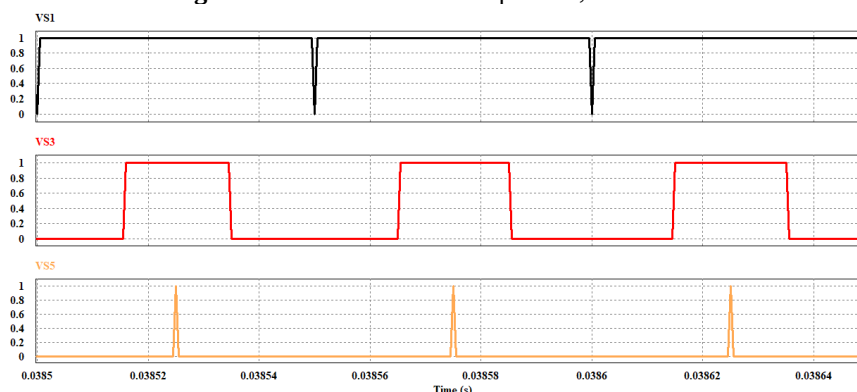
Tabela 12. Resultado da simulação com sub-células de comutação.

Múltiplo da frequência De portadora (n)	Frequência de pico do harmônico f_{hp}	$\left(\frac{f_{hp}}{f_f}\right)$
N = 1 (20 kHz)	19380 Hz	323
	19500 Hz	325
	19620 Hz	327
	20340 Hz	339
	20460 Hz	341
	20580 Hz	343
N = 2 (40 kHz)	39060 Hz	651
	39540 Hz	659
	39660 Hz	661
	40620 Hz	677
	40740 Hz	679
	41220 Hz	687

Fonte: Autoria própria, 2021.

Na tabela 12, f_{HP} é a frequência de pico em que se mediu o harmônico, f_f é a frequência fundamental de 60 Hz. A terceira coluna mostra os resultados obtidos para a razão entre os termos supracitados. Nota-se, portanto, que todas as razões obtidas configuram a eliminação das harmônicas de ordem par, segundo a metodologia proposta por Wu (2006) e Waltrich (2015).

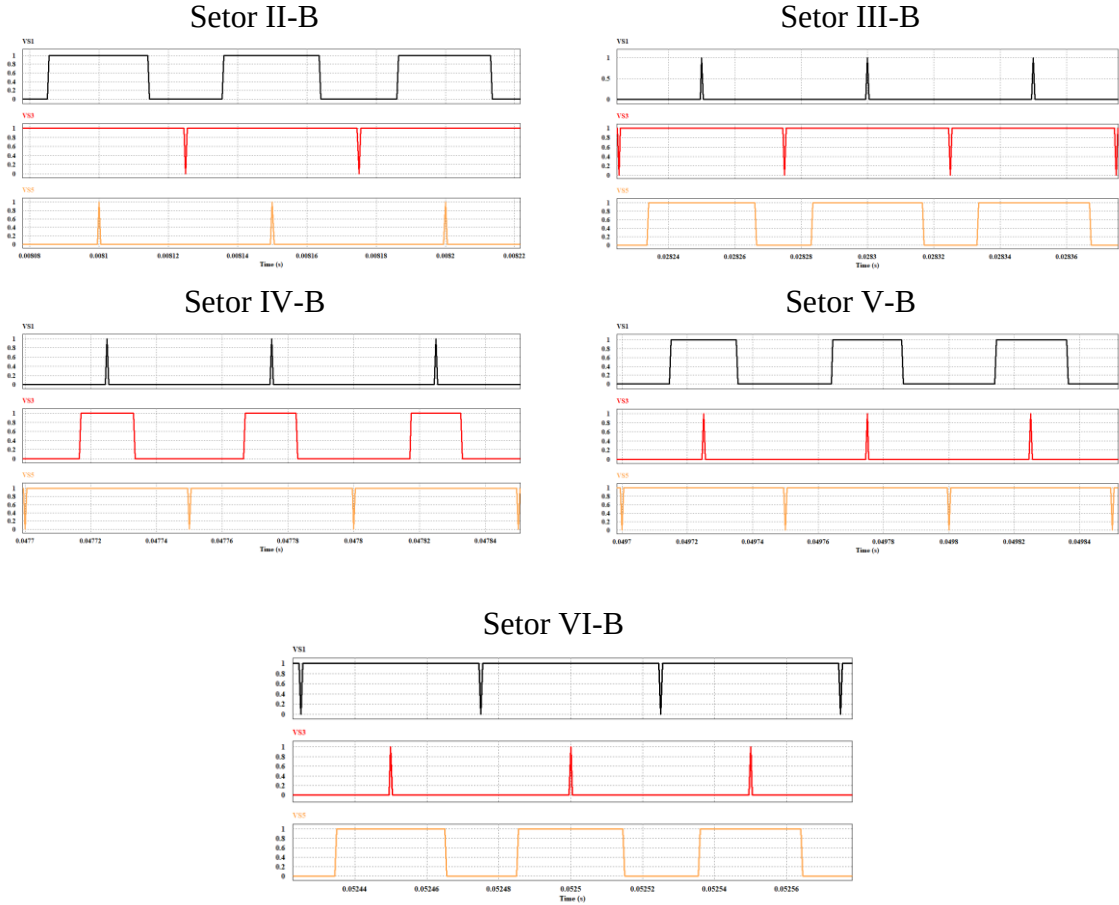
Pode-se comparar os estados de chaveamento para as os interruptores principais do inversor, só que dessa vez com a aplicação dos subsectores de comutação. Como descrito no Tópico 2.6, estes devem apresentar sequência inversa à obtida no circuito inicialmente projetado, e o PWM para o setor 1 será demonstrado na Figura 39.

Figura 39. PWM do setor I-B para S1, S3 e S5.

Fonte: Autoria própria, 2021.

Nota-se que, com a divisão em subsetores de comutação, inverteram-se os estados de comutação das chaves S1, S3 e S5 em relação aos resultados anteriormente apresentados. Os outros setores do tipo B, para os mesmos interruptores, serão demonstrados na Figura 40.

Figura 40. Estados de comutação para todos os seis setores espaciais obtidos.



Fonte: Autoria própria, 2021.

4. CONCLUSÃO

Com base nos resultados obtidos no tópico 3.2, pode-se concluir que a forma de onda modulada com injeção de terceiro harmônico convergiu para o modelo proposto por Wu (2006), de acordo com as formas de onda demonstradas na Figura 26, bem como a conversão de tensões trifásicas para bifásicas demonstrada na Figura 25, de acordo a transformada de Clarke. No tópico 3.1, no qual foi demonstrado o circuito do esquema de modulação, deve-se levar em consideração a necessidade da presença de um transformador que seja capaz de abaixar as tensões que serão ligadas nas entradas analógicas do microcontrolador, uma vez que a tensão nas entradas analógicas destes dispositivos deve ser inferior aos seus valores nominais de operação.

No tópico 3.4 os setores de comutação se mostraram coerentes com a teoria descrita no referencial, uma vez que ficaram demonstrados o tempo e a frequência de comutação do vetor espacial de referência, de acordo com a Figura 29. Ainda no mesmo tópico, a análise do espectro harmônico para as tensões fase-fase convergiu para o resultado esperado, uma vez que o método SVM possui simetria de meia-onda, de modo a acarretar em harmônicos em torno dos múltiplos da frequência de portadora, conforme descrito por Wu (2006). Analisando-se o espectro harmônico para os resultados apresentados após a inserção do filtro LC em paralelo à carga, conclui-se o novo THD atende aos parâmetros impostos pela IEEE-519 e pela ANEEL, de acordo com a teoria descrita no tópico 2.6. Contudo, a distorção harmônica não foi totalmente eliminada, uma vez que se trata de um sistema em malha aberta.

Os estados de chaveamento do tópico 3.6 também convergiram com a teoria proposta para todos os setores de comutação. No tópico 3.8, as correntes de partida, com a SVM, apresentaram um pico cerca de 23,039% menor que no modo partida direta. Isso permite o projeto do inversor possa ser realizado com dispositivos cujos parâmetros nominais sejam inferiores aos utilizados neste projeto, possibilitando a redução dos custos.

No tópico 3.9, o modelo proposto por Waltrich (2015) e Wu (2006) obteve êxito na eliminação do conteúdo harmônico de ordem par ($3n-1$), para todos os harmônicos medidos em torno dos múltiplos da frequência de portadora. Contudo, os harmônicos de ordem ímpar continuaram a existir, de modo a elevar a magnitude do 5º e 7º harmônicos. Deve-se, portanto, implementar o referido método conjuntamente a filtros ativos ou passivos que permitam suprimir tal conteúdo.

Por fim, para um melhor aproveitamento do método proposto, sugere-se sua implementação junto a controladores de corrente para os eixos direto e em quadratura, como por exemplo, os modelos baseados em Controle Indireto Orientado por Campo (do inglês *Indirect Field Oriented Controller*), os quais exercem o controle também do fluxo rotórico e da frequência do rotor, além de possibilitar uma atenuação de THD mais eficiente do que a proposta neste projeto.

5. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BROECK, H. W.; STANKE, G. V. *Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors*, vol. 24, no. 1, 1988.

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. 5ª Ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.

DECKMANN, S. M.; POMÍLIO, J. A. **Avaliação da qualidade de energia elétrica**. Departamento de sistemas e controle de energia, 2008. Disponível em: <https://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/it012.html>. acesso em: 10 de novembro de 2021.

GASPERI, D. D.; **Aplicação da modulação vetorial espacial para o controle de inversores trifásicos de dois e três níveis**. Monografia de Engenharia Elétrica. Universidade Federal do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro, 2019.

GURGEL, N. B. *et al.* **Transformações em sistemas elétricos de potência: Análise das transformadas de Clarke e Park**. Revista Eletrônica de Engenharia Elétrica e Engenharia Mecânica da Ufersa. p. 1-4. 2021.

IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. Projeto IEEE-519: Outubro, 1991.

KRISHNAN, R. *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. 1 ed. Virginia: Pearson, 2001.

LIN, H.; CHEN, R. *A Flexible and Fast Space Vector Pulse Width Modulation Technique for Multilevel Converters*. 22ª Conferência internacional de máquinas e sistemas elétricos (ICEMS), 2019.

MOHAN, N. *Electric machines and drives: a first course*. Hoboken: John Wiley & Sons, 2012.

POMÍLIO, J. A. **Pré-reguladores de Fator de Potência**. FEE Unicamp, 1995. Disponível em: <<https://www.fee.unicamp.br/dse/antenor/pfp>>. Acesso em: 24 de junho de 2021.

TESLA, N. *A New System of Alternate Current - Motors and Transformers*. American Institute of Electrical Engineers, 16 Maio 1888.

UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7ª Ed. Porto Alegre: AMGH, 2014.

VUKOSAVIC, S. N. *Grid-Side Converters Control and Design*, 2018, ISBN: 978-3-030-10346-0.

WALTRICH, G. **Estudo e implementação de um inversor multinível trifásico em cascata empregando sub-células de comutação**. Tese (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2015.

WU, B. *High-power converters and AC drives*. Piscataway: IEEE Press, 2006.