



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SERGIPE - UFS
PRÓ REITORIA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA
COORDENAÇÃO DE PESQUISA

PROGRAMA INSTITUCIONAL DE BOLSAS DE INICIAÇÃO CIENTÍFICA - PIBIC

ESTUDO DO PWM ESPAÇO VETORIAL PARA O INVERSOR DE DOIS-NÍVEIS PARA CARGA TRIFÁSICA

ÁREA DO CONHECIMENTO: ELETRÔNICA DE POTÊNCIA
SUBÁREA DO CONHECIMENTO: CONVERSORES DE POTÊNCIA
ESPECIALIDADE DO CONHECIMENTO: INVERSORES DE DOIS-NÍVEIS

RELATÓRIO FINAL
PERÍODO DA BOLSA: AGOSTO/2018 A JULHO/2019

ESSE PROJETO É DESENVOLVIDO COM BOLSA DE INICIAÇÃO CIENTÍFICA PIBIC/FAPITEC

São Cristóvão - SE
2019

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Modelo do inversor monofásico de dois-níveis de ponte completa.....	9
Figura 2 - Circuito do inversor monofásico de dois-níveis a partir da posição das chaves.....	10
Figura 3 - Simulação do inversor monofásico de dois níveis utilizando o <i>software</i> Psim.....	11
Figura 4 - O conversor trifásico de dois-níveis.....	12
Figura 5 - Circuito equivalente do inversor trifásico de dois-níveis.....	12
Figura 6 - Modelo do conversor de três braços.....	13
Figura 7 - Obtenção dos pulsos a partir da comparação dos sinais da portadora e de referência.....	15
Figura 8 - Medição da tensão de polo no inversor trifásico de dois-níveis.....	16
Figura 9 - Espaço vetorial correspondente ao inversor trifásico de dois-níveis.....	17
Figura 10 – Representação das combinações de chaveamento para o braço <i>a</i> do conversor trifásico de dois-níveis, sendo a) operação em Qa e b) operação em Qa	18
Figura 11 - Chaveamento ótimo para o setor A do Espaço Vetorial	21
Figura 12- Diagrama do inversor trifásico de dois-níveis utilizando o <i>software</i> Psim	28
Figura 13 - <i>C Block</i> do <i>software</i> Psim, com as conexões utilizadas para chavamento e análise de dados.	29
Figura 14 - Forma de onda resultante do conversor monofásico de dois-níveis com $E = 100$ V	30
Figura 15 - Tensões de fase para os braços. (a) Braço A, (b) braço b e (c) braço c, ampliado no intervalo 0,12s a 0,125s.....	31
Figura 16 – Componente IGBT Powerex CM1000HA-24H do <i>Thermal Module</i> do Psim 9.0.....	33

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Tensão de saída relacionada às posições das chaves do inversor	10
Tabela 2 - Tensão de saída relacionado ao estado da chave e seu símbolo.	17
Tabela 3 - Representação dos estados de chaveamento no inversor trifásico de dois-níveis.....	19
Tabela 4 - Cronograma de atividades do bolsista.	26
Tabela 5 - Parâmetros da simulação.	31
Tabela 6 - Valores de referência globais das distorções harmônicas totais	32
Tabela 7 – Perdas de potência média no inversor a partir do <i>Thermal Module</i> , utilizando o PWM Espaço Vetorial.....	33
Tabela 8 – Perdas de potência média no inversor a partir do <i>Thermal Module</i> , utilizando o PWM Escalar.	34

SUMÁRIO

Lista de Ilustrações	2
Lista de Tabelas	3
Sumário	4
1 Introdução	5
1.1 Motivação	6
1.2 Objetivos	6
2 Conceitos Teóricos	8
2.1 Conversores de potência: Os inversores	8
2.2 Inversor trifásico de dois-níveis	11
2.3 Modelo do conversor	13
2.4 Estratégias de chaveamento PWM	14
2.4.1 PWM Escalar	14
2.4.2 PWM Espaço Vetorial	15
2.5 Distorção Harmônica Total (do inglês, <i>Total Harmonic Distortion - THD</i>)	21
2.6 Perdas no chaveamento	23
3 Metodologia Aplicada	25
3.1 Cronograma de Atividades	26
3.2 Outras Atividades	26
4 Simulação	28
4.1 Diagrama do inversor	28
4.2 Chaveamento PWM Espaço vetorial	29
5 Resultados	30
5.1 Resultados Preliminares	30
5.2 Resultados Finais	30
5.2.1 Formas de onda de tensão do inversor	31
5.2.2 Distorção Harmônica Total (THD)	32
5.2.3 Perdas por chaveamento	32
6 Conclusão	35
6.1 Trabalhos futuros	35
Referências	37
APÊNDICE A – Código C no <i>C block</i> do <i>software Psim</i>	39

1 INTRODUÇÃO

Pode-se associar o desenvolvimento da humanidade como um todo relacionando-a com a evolução da matriz energética que a move. A Primeira Revolução Industrial pôde ocorrer a partir do uso e desenvolvimento das máquinas a vapor, onde, logo em seguida, para a eclosão da Segunda Revolução Industrial, surgiram outras fontes de energia, como máquinas de combustão e o surgimento da eletricidade. Fontes não-renováveis como o petróleo, gás e carvão mineral se consolidaram como as fontes energéticas mais utilizadas no mundo, porém, dado o uso desenfreado destas por muitas décadas, analisando os impactos ambientais e escassez destes recursos, a tendência é de que haja uma diminuição no uso destas.

A necessidade de minimizar os impactos ambientais e a redução de reservas são duas das grandes motivadoras para a substituição dos combustíveis fósseis pela eletricidade em diversos setores, como transporte, indústria e abandono de determinados tipos de usina que geram eletricidade via queima de combustíveis fósseis.

O avanço das energias renováveis vem trazendo à tona novas formas de geração de energia, das consideradas energias “limpas”, chamadas assim por gerar menos impacto ao planeta, como, por exemplo: a energia eólica, baseada na rotação de turbinas movimentadas pelo vento; maremotriz, utilizando o movimento das marés para a movimentação de um eixo; geotérmica, utilizando a energia de gêiseres, para o aquecimento de água para rotação de turbinas; e as de uso da energia solar, como a heliotérmica, concentrando a luz do sol para aquecimento de água, para movimento de turbinas; e a fotovoltaica, utilizando placas fotovoltaicas, com a incidência da luz solar, gerar um fluxo de elétrons na placa fotovoltaica, gerando energia elétrica.

Das energias renováveis em questão, a que tem apresentado um grande crescimento é a energia solar fotovoltaica. Ela fornece ao consumidor uma oportunidade de gerar energia em sua própria residência, sendo uma opção viável com um investimento inicial acessível e a oportunidade de baratear seu gasto com energia elétrica.

Apesar de sua grande disponibilidade atual com o barateamento e facilidade de acesso da tecnologia da energia solar fotovoltaica, os grandes facilitadores desta questão são os conversores de potência, aparelhos utilizados para modificar as características de um sinal.

A evolução da Eletrônica de Potência é uma das grandes responsáveis em facilitar o uso destas tecnologias. A necessidade de materiais que suportassem maiores tensões e potência acelerou a evolução dos materiais semicondutores. Acompanhado de novos tipos de semicondutores, novas topologias foram criadas e a possibilidade de criar cada vez conversores de potência menores e melhores, com um custo viável fez com que fossem aparecendo em aplicações corriqueiras do dia-a-dia, como aparelhos de ar condicionado e fornos elétricos, assim como também em grandes aplicações industriais (Franquelo, et. al, 2008).

Se atendo ao fato que a alimentação nas residências é em tensão alternada, os conversores de potência são os grandes atuadores para a viabilidade do uso da geração fotovoltaica em casas, desde que a geração fotovoltaica nos fornece uma alimentação em tensão contínua. O conversor de potência utilizado para a conversão CC/CA (corrente contínua para corrente alternada) é o inversor. Baseado em um sistema de chaveamento, o inversor nos permite transformar potência contínua em potência alternada, de tal forma que possibilita a utilização da geração fotovoltaica de maneira residencial e possivelmente industrial.

1.1 MOTIVAÇÃO

A motivação deste trabalho se baseia na possibilidade de melhoramento dos inversores trifásicos, a partir do estudo da topologia do inversor e das técnicas PWM (modulação por largura de pulso, do inglês, *pulse width modulation* - PWM) Escalar e Vetorial. Foi escolhido o inversor de dois-níveis como primeiro estudo para se entender o seu funcionamento. A partir dos resultados desta pesquisa, será possível o desenvolvimento de novas topologias e estratégias PWM para diminuição das perdas por chaveamento.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo geral deste projeto consiste em estudar, equacionar e simular a estratégia de chaveamento PWM Espaço Vetorial para a topologia de inversor dois-níveis.

São objetivos específicos:

- Realizar uma ampla revisão bibliográfica das estratégias de controle e modulação para este tipo de conversor.
- Estudar e analisar o estado da arte do inversor de dois-níveis trifásicos.
- Realizar o equacionamento do inversor.
- Desenvolver o equacionamento do PWM Espaço Vetorial.
- Simular e avaliar os resultados de distorção harmônica e perdas.
- Divulgar os resultados obtidos por meio de redação dos relatórios técnicos e artigos científicos.

2 CONCEITOS TEÓRICOS

Neste capítulo serão abordados os conceitos necessários para o entendimento do inversor, como também será realizada uma breve abordagem sobre a literatura para desenvolvimento deste capítulo.

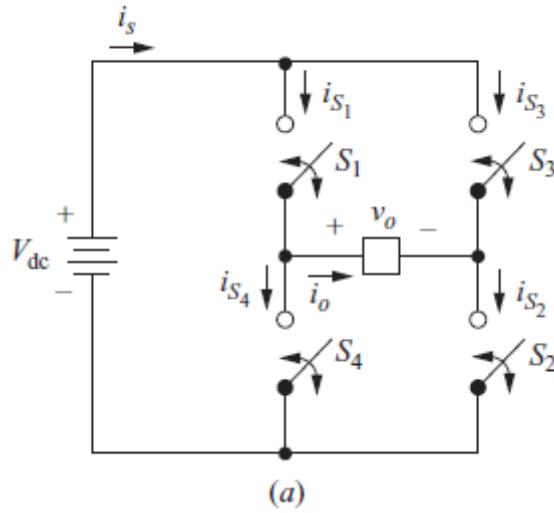
2.1 CONVERSORES DE POTÊNCIA: OS INVERSORES

Inicialmente utilizados com mais ênfase no meio industrial e com o advento e popularização da geração solar fotovoltaica nas residências, os inversores fazem parte da família dos conversores de potência. Os inversores são responsáveis por converter potência contínua em potência alternada (CC/CA), na forma de uma fonte de tensão contínua para uma carga que demanda potências alternadas (Hart, 2011). A conversão consiste em uma alternação de chaves submetidas à tensão da fonte sobre uma carga, de maneira que a combinação das chaves possibilita a criação de uma nova forma de onda para a tensão sobre a carga, em relação à tensão fornecida pela fonte.

Podem ser classificados pelo número de níveis, quantidade de braços semicondutores utilizados, onda de saída e o tipo de comutação de chaveamento. Existem duas topologias para os inversores, o inversor de fonte de corrente ideal (CSI, *Current Source Inverter*) e o inversor de fonte de tensão (VSI, *Voltage Source Inverter*), sendo este o mais utilizado e difundido, atualmente.

O inversor de fonte de tensão forma uma onda de tensão alternada a partir do chaveamento de uma fonte contínua de tensão, podendo criar níveis diferentes de tensão, criando uma tensão alternada, em determinado número de níveis, regidos pela quantidade de chaves existentes no circuito. Na Figura 1 pode ser observado o inversor monofásico de dois-níveis, com carga puramente resistiva em ponte completa, onde a tensão de saída será igual ao valor de tensão de entrada.

FIGURA 1 - MODELO DO INVERSOR MONOFÁSICO DE DOIS-NÍVEIS DE PONTE COMPLETA.

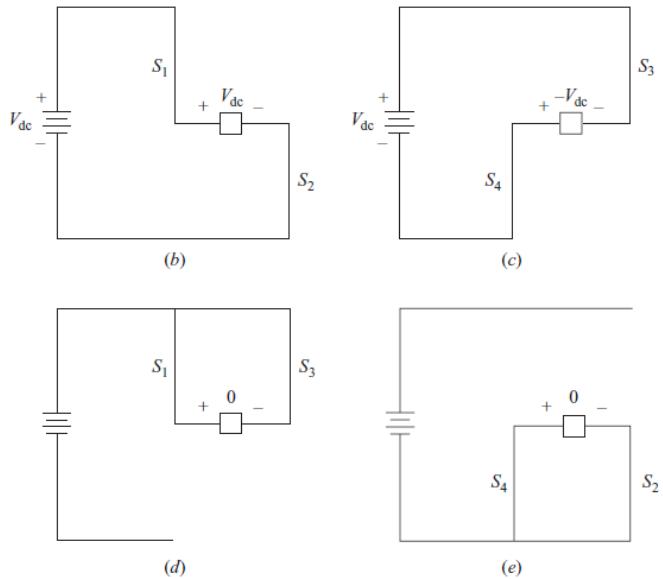


FONTE: (HART, 2011).

A depender da sequência de chaves abertas em determinado instante, a tensão na carga V_O pode ser variada. De acordo com a Figura 1, quando as chaves S_1 e S_2 estão fechadas e as chaves S_3 e S_4 abertas, a fonte estará em paralelo com a carga, fornecendo uma tensão $+V_{DC}$ igual a da fonte. No caso contrário, ou seja, as chaves S_1 e S_2 abertas e as chaves S_3 e S_4 fechadas, é observada uma corrente no sentido inverso do primeiro caso, com a carga em antiparalelo à fonte, fornecendo uma tensão de módulo igual, com sinal contrário à da fonte, $-V_{DC}$. Nos casos em que combinem S_1 e S_3 ou S_2 e S_4 fechadas simultaneamente, com as outras abertas, a fonte será isolada em relação à carga e tem-se uma tensão igual a zero na carga (Hart, 2011).

A Figura 2 simboliza como o circuito se comporta de acordo como o circuito se comporta, a partir da sequência de chaves abertas ou fechadas, demonstrando com clareza cada estado, quando a fonte está isolada, em paralelo ou antiparalelo.

FIGURA 2 - CIRCUITO DO INVERSOR MONOFÁSICO DE DOIS-NÍVEIS A PARTIR DA POSIÇÃO DAS CHAVES.



FONTE: (HART, 2011).

Pode-se observar na Tabela 1 a síntese da relação entre as chaves fechadas com a tensão de saída na carga.

TABELA 1 - TENSÃO DE SAÍDA RELACIONADA ÀS POSIÇÕES DAS CHAVES DO INVERSOR.

Chaves fechadas	Tensão de saída
S_1 e S_2	$+V_{DC}$
S_3 e S_4	$-V_{DC}$
S_1 e S_3	0
S_2 e S_4	0

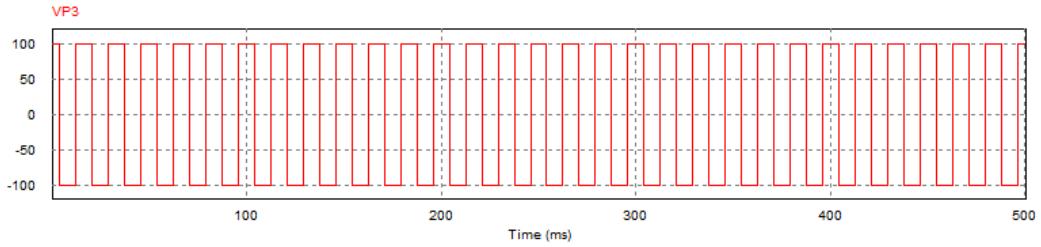
FONTE: AUTORIA PRÓPRIA.

Pode-se também visualizar da Tabela 1 que faltam combinações de chaves possíveis, como S_2 e S_3 simultaneamente, por exemplo. A operação das chaves do inversor deve ser feita de forma que as chaves de um mesmo braço não estejam fechadas ao mesmo tempo, para evitar o curto-círcuito da fonte, como também por isso três chaves não ficam fechadas ao mesmo tempo (Hart, 2011).

Nesta topologia, é possível ser formada uma onda quadrada na forma de onda de saída, podendo variar o seu *duty cycle* (ciclo de trabalho), o funcionamento da fonte, baseado na frequência de chaveamento entre as chaves, podendo ter outro controle na forma de onda de saída. Utilizando o software Psim, foi simulado um inversor de dois-

níveis, como na Figura 3, com tensão de entrada $V_{DC} = 100$ V e *duty cycle* de 50 %, ou seja, as chaves estão ligadas e desligadas na mesma proporção. A onda varia entre $-V_{DC}$ e V_{DC} , ou seja, -100 e 100 V, resultando em uma onda quadrada com tensão pico a pico de 200 V.

FIGURA 3 - SIMULAÇÃO DO INVERSOR MONOFÁSICO DE DOIS NÍVEIS UTILIZANDO O SOFTWARE PSIM.



FONTE: AUTORIA PRÓPRIA.

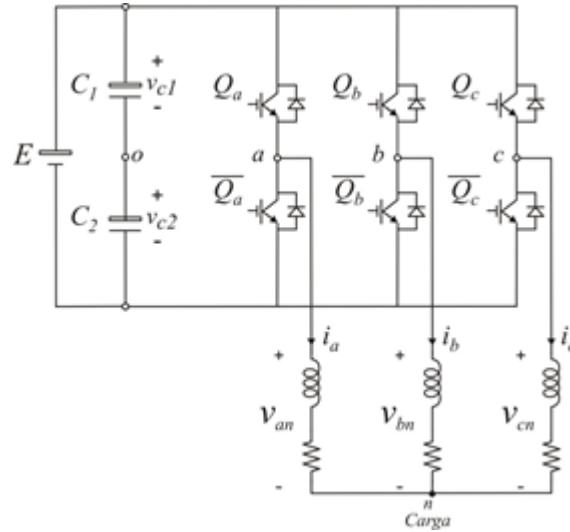
Existem vários tipos de inversores, o de dois-níveis, supracitado, sendo o mais comum no mercado, três-níveis, n-níveis. A depender da necessidade que a sua aplicação necessite de um nível menor de conteúdo harmônico, que definimos o número de níveis e o inversor a ser utilizado. Pode-se encontrar aplicações dos inversores nas mais variadas indústrias, como óleo e gás, siderúrgicas, mineração, geração de eletricidade, assim como usos na moagem de grãos, automobilísticos, dentre muitos outros (Franquelo, et. al, 2008). Atualmente, os inversores também têm sido encontrados em usos residenciais, como em aparelhos de refrigeração de ar, compressores de ar, máquinas de lavar de nova geração, assim como também na geração solar fotovoltaica.

2.2 INVERSOR TRIFÁSICO DE DOIS-NÍVEIS

O inversor trifásico de dois-níveis consiste, de maneira básica, em três braços de inversor monofásico de meia ponte, como visto na seção 2.1. Ele é composto de seis chaves e seis diodos, fornecendo uma operação de conversão CC-CA. Pelo inversor de dois-níveis ser de topologia mais simples e de poucos níveis, ele fornecerá um nível de conteúdo harmônico mais alto que conversores de mais níveis. A redução do conteúdo harmônico pode ser feita a partir de um aumento na frequência de chaveamento (Mendes, 2000).

O braço de dois-níveis também apresentará perdas por chaveamento significativo em comparação a inversores de mais níveis, devido ao fato de que a tensão de bloqueio nos semicondutores sendo igual à tensão do barramento, dado que a tensão reversa nos semicondutores será maior que em outros conversores com mais níveis (Barros, 2015). O inversor trifásico de dois-níveis pode ser observado na Figura 4

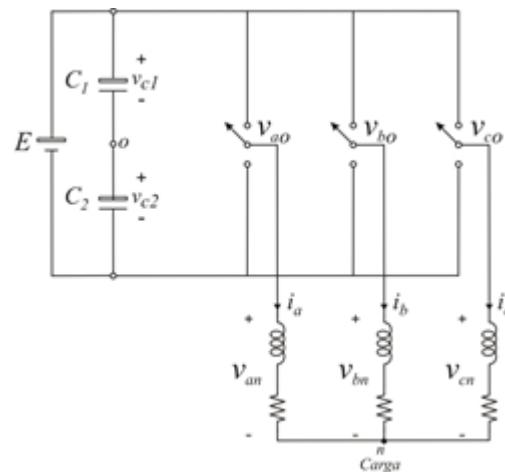
FIGURA 4 - O CONVERSOR TRIFÁSICO DE DOIS-NÍVEIS.



FONTE: (BARROS, 2015).

Da mesma forma que o explicado para o inversor monofásico de dois-níveis, na Figura 4, as chaves Q_a , Q_b e Q_c não podem estar fechadas em relação às suas respectivas complementares, \bar{Q}_a , \bar{Q}_b e \bar{Q}_c . A Figura 5 representa o circuito equivalente para este inversor.

FIGURA 5 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO INVERSOR TRIFÁSICO DE DOIS-NÍVEIS.

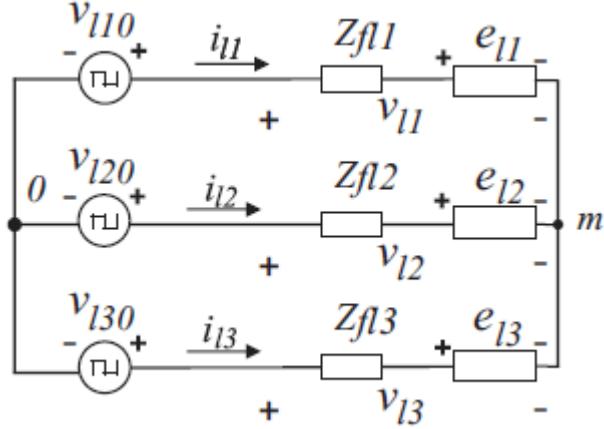


FONTE: (BARROS, 2015).

2.3 MODELO DO CONVERSOR

O modelo do conversor de três braços pode ser observado na Figura 6.

FIGURA 6 - MODELO DO CONVERSOR DE TRÊS BRAÇOS.



FONTE: (BARROS, 2015).

Para a obtenção das tensões do conversor, a partir da lei de Kirchhoff, é obtida a seguinte equação, a partir da Figura 6, com y variando de 1 ao número de braços, neste caso, igual a 3:

$$v_{ly0} = v_{ly} + i_{ly} * Z_{fly} + v_{m0} . \quad (2.1)$$

Dada a equação 2.1, tem-se v_{l1} , v_{l2} e v_{l3} as tensões do lado da carga do inversor, v_{l10} , v_{l20} e v_{l30} as tensões do polo, com referência no ponto central 0, representado por 0 na Figura 5, também utilizado como referência para v_{m0} , que é a tensão do ponto m em relação à referência do ponto central do barramento. i_{ly} é a corrente do braço y . Z_{fly} corresponde à impedância do respectivo braço, que pode ser desmembrado em $Z_{fly} = r_{fly} + p l_{fly}$, sendo r_{fly} a resistência na carga, a componente $p = \frac{d}{dt}$ e l_{fly} a indutância da carga. Com isso, são obtidas as seguintes equações:

$$-v_{l1} - i_{l1}(r_{fly} + p l_{fly}) - v_{l10} + v_{m0} = 0, \quad (2.2)$$

$$-v_{l2} - i_{l2}(r_{fly} + p l_{fly}) - v_{l20} + v_{m0} = 0, \quad (2.3)$$

$$-v_{l3} - i_{l3}(r_{fly} + p l_{fly}) - v_{l30} + v_{m0} = 0. \quad (2.4)$$

A fim de simplificar o modelo, considera-se os valores de resistência e indutância iguais, ou seja $r_{fl1} = r_{fl2} = r_{fl3} = r_f$ e $l_{fl1} = l_{fl2} = l_{fl3} = l_f$. Somando as equações (2.2), (2.3) e (2.4), e colocando em função de v_{m0} , tem-se:

$$v_{m0} = \frac{1}{3}(v_{l10} + v_{l20} + v_{l30}) \quad (2.5)$$

Substituindo a equação (2.5) em (2.2), (2.3) e (2.4):

$$-v_{l1} - v_{l1}r_{fl} - i_{l1}pl_{fl} + \frac{2}{3}v_{l10} - \frac{1}{3}v_{l20} - \frac{1}{3}v_{l30}, \quad (2.6)$$

$$-v_{l2} - v_{l2}r_{fl} - i_{l2}pl_{fl} + \frac{1}{3}v_{l10} - \frac{2}{3}v_{l20} - \frac{1}{3}v_{l30}, \quad (2.7)$$

$$-v_{l3} - v_{l3}r_{fl} - i_{l3}pl_{fl} + \frac{1}{3}v_{l10} - \frac{1}{3}v_{l20} - \frac{2}{3}v_{l30}. \quad (2.8)$$

Organizando as equações 2.6, 2.7 e 2.8 de maneira matricial, tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{l1} \\ v_{l2} \\ v_{l3} \end{bmatrix} = -r_f \begin{bmatrix} i_{l1} \\ i_{l2} \\ i_{l3} \end{bmatrix} - l_f \begin{bmatrix} di_{l1}/dt \\ di_{l2}/dt \\ di_{l3}/dt \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{l10} \\ v_{l20} \\ v_{l30} \end{bmatrix}.$$

2.4 ESTRATÉGIAS DE CHAVEAMENTO PWM

As estratégias de PWM escalar já estão altamente difundidas, comprovando a sua eficácia nas topologias de conversores multinível (Holtz, 1994). Atualmente, novas estratégias PWM estão sendo analisadas, podendo citar o PWM Espaço Vetorial, PWM com injeção da terceira harmônica, PWM de modulação híbrida, entre outros (Franquelo, et al, 2008). Neste trabalho, serão abordadas as estratégias PWM escalar e PWM espaço vetorial.

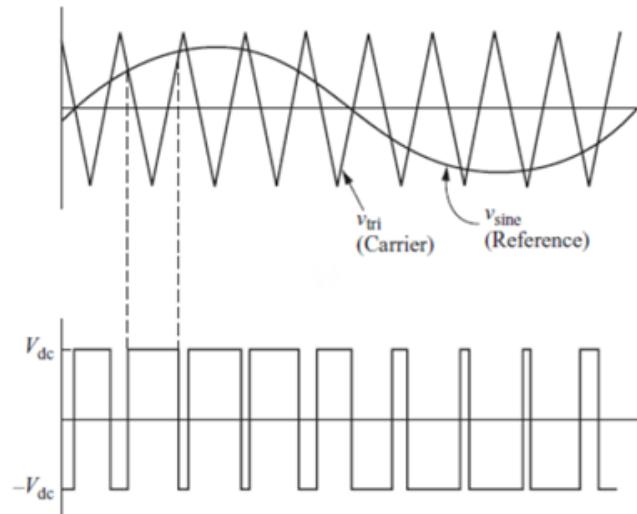
2.4.1 PWM ESCALAR

A modulação PWM escalar consiste na comparação de dois sinais, o sinal de referência e uma portadora. Comumente, o sinal de referência definido é a senóide, dado que se define este sinal como o desejado na saída e a portadora definida como uma onda triangular ou dente de serra (Hart, 2010).

A frequência da portadora deve ser, no mínimo, duas vezes maior que a frequência da referência, de acordo com a taxa de Nyquist. Porém, em prática, é necessário que a frequência da portadora seja pelo menos dez vezes a frequência da referência, para que haja um resultado favorável do sinal na saída do conversor (Mezaroba, 2008).

A comparação da referência com a portadora é feita a partir da intersecção entre as duas ondas: quando o sinal de referência possui um valor superior ao da portadora, ocorre um pulso, de largura definida pelo período em que ocorre este fenômeno, como ilustra a Figura 7, utilizando como citado acima, uma senóide como referência e uma onda triangular para a portadora. Para cada braço do inversor, será necessário o par de portadora e referência.

FIGURA 7 - OBTENÇÃO DOS PULSOS A PARTIR DA COMPARAÇÃO DOS SINAIS DA PORTADORA E DE REFERÊNCIA.



FONTE: (HART, 2010).

2.4.2 PWM ESPAÇO VETORIAL

A modulação em largura de pulso espaço vetorial é uma estratégia de modulação onde os valores de tensão possíveis para o conversor são agrupados em um diagrama vetorial de uma forma que cada um destes valores possuam um vetor correspondente. O espaço vetorial é disposto de tal maneira em que as três variáveis de tensão do inversor sejam representadas por duas variáveis, V_d e V_q , correspondendo ao eixo d (eixo real) e ao eixo q (eixo imaginário), respectivamente (Barros, 2015).

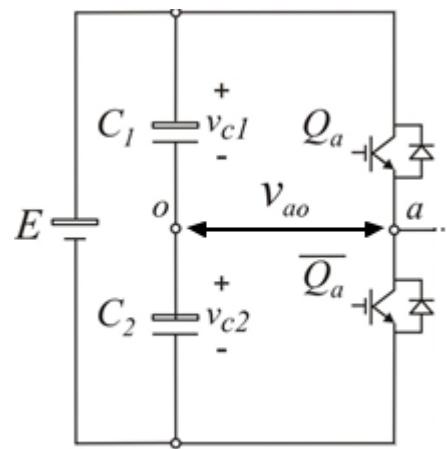
Para implementação do PWM Espaço Vetorial é utilizado um algoritmo chamado, em tradução livre, “Três Vetores Mais Próximos”, do inglês *Nearest Three Vectors*, de sigla *N3V*. O algoritmo reconhecerá a posição e a amplitude do vetor de saída e como

sugere a tradução do nome da técnica, comparará aos três vetores mais próximos, com isso, ele obterá as informações de amplitude, frequência e conteúdo harmônico da saída, em dada frequência de chaveamento, comparando aos valores teóricos do plano vetorial (Pereira, 2008).

Para o inversor trifásico de dois-níveis, o plano vetorial é dividido em seis partes. A quantidade de vetores correspondentes ao inversor é feita de acordo com as possíveis combinações de chaveamento em cada braço. Para dois-níveis e três braços, tem-se 2^3 vetores, ou seja, oito valores de tensão possíveis no inversor, sendo um redundante, um nulo e seis com valores distintos de tensão.

A tensão de polo é obtida a partir da diferença de potencial entre ponto neutro entre os capacitores, simbolizado por o e o ponto central entre as chaves do braço, exemplificada para o braço a , como pode ser vista na Figura 8.

FIGURA 8 – MEDIÇÃO DA TENSÃO DE POLO NO INVERSOR TRIFÁSICO DE DOIS-NÍVEIS.



FONTE: (BARROS, 2015), ADAPTADO.

O cálculo da tensão de polo pode ser feito pela fórmula (2.9):

$$v_{xo} = (S_x - 1) \frac{E}{2}, \quad (2.9)$$

sendo x o braço correspondente, conforme Figura 5, E o valor da tensão de entrada da fonte de tensão contínua e S_x o estado da chave, variando entre 0 e 2, para desligada e ligada, conforme Tabela 2:

TABELA 2 - TENSÃO DE SAÍDA RELACIONADO AO ESTADO DA CHAVE E SEU SÍMBOLO.

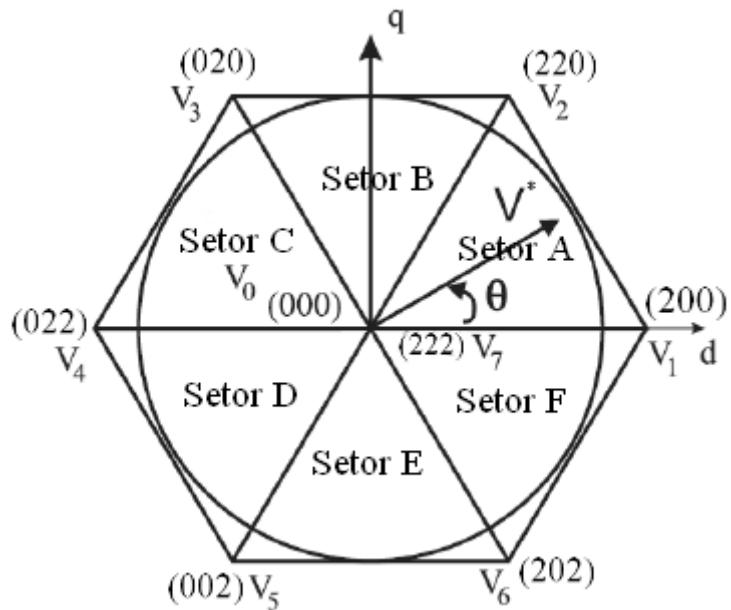
Símbolo	Tensão de Polo	Estado da Chave Q_x	Estado da Chave \bar{Q}_x
0	-E/2	Aberta	Fechada
2	E/2	Fechada	Aberta

FONTE: AUTORIA PRÓPRIA.

Quando uma chave do braço está acionada, a outra deverá estar desligada, como citamos na seção 2.1, ou seja, quando a chave Q_x está ligada, a chave \bar{Q}_x deverá estar desligada, para evitar o curto circuito na fonte de tensão contínua na entrada. A associação entre símbolos e estados da chave é sempre relacionada com a chave Q_x , ou seja, quando se refere à posição da chave, refere-se à tal chave, neste caso, serão às chaves Q_a , Q_b e Q_c , para o inversor trifásico de dois-níveis, como vê-se na Figura 5.

Na Figura 9 tem-se a representação do espaço vetorial, divido em seus seis setores, com os oito vetores do inversor:

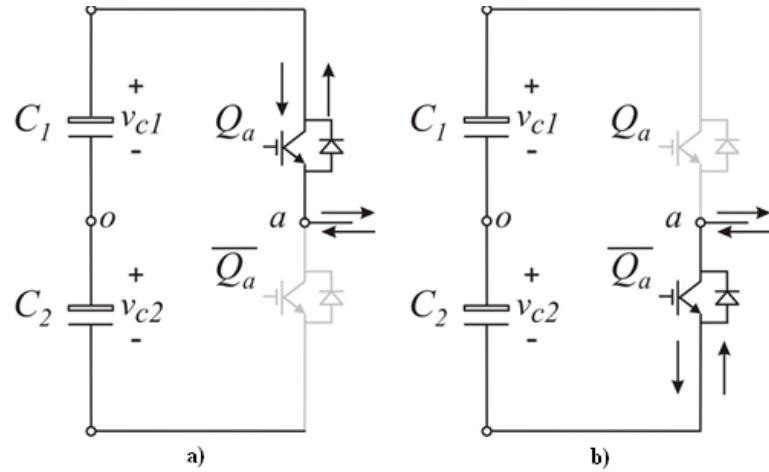
FIGURA 9 - ESPAÇO VETORIAL CORRESPONDENTE AO INVERSOR TRIFÁSICO DE DOIS-NÍVEIS.



FONTE: (BARROS, 2015), ADAPTADO

Conforme Figura 9, cada vetor (V_0 a V_6) é representado de acordo com o estado das chaves, se abertas ou fechadas. Pode-se visualizar o comportamento do circuito a depender da sequência de chaves abertas e fechadas para o braço a na Figura 10.

FIGURA 10 – REPRESENTAÇÃO DAS COMBINAÇÕES DE CHAVEAMENTO PARA O BRAÇO a DO CONVERSOR TRIFÁSICO DE DOIS-NÍVEIS, SENDO A) OPERAÇÃO EM Q_a E B) OPERAÇÃO EM \bar{Q}_a



FONTE: (BARROS, 2015).

A Figura 10a) demonstra a sequência no braço quando a chave Q_a está ligada e a chave \bar{Q}_a está desligada, obtendo uma tensão de polo $E/2$ e a Figura 10b) o caso inverso, ou seja, a chave Q_a está desligada e a chave \bar{Q}_a está ligada, fornecendo uma tensão igual a $-E/2$.

Como o vetor V_0 é resultado das chaves Q_a , Q_b e Q_c desativadas, todas corresponderão ao mesmo nível de tensão de polo $-E/2$ e seu estado correspondente será o “000”, analogamente ao estado “222”, porém as chaves estarão ativas, todas com tensão de polo igual a $E/2$. Já o vetor V_4 é representado pela chave Q_a aberta, com tensão de polo $-E/2$, Q_b e Q_c ligadas, como tensão $E/2$, ou seja, será o estado “022” e assim sucessivamente.

Na Tabela 3, os vetores serão relacionados com seus respectivos estados, cada tensão de polo calculada pela fórmula (2.9), as correspondentes nos eixos d e q . Para a formação do vetor referência de tensão, presente em seu determinado setor, utiliza-se os vértices do triângulo que o forma, como pode ser visto na Figura 9 (Pomílio, 1998):

$$V^* = \frac{2}{3} \left[\left(v_a - \frac{1}{2} v_b - \frac{1}{2} v_c \right) + j \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_b - \frac{\sqrt{3}}{2} v_c \right) \right] \quad (2.9)$$

Sendo v_a , v_b e v_c as tensões das senóides de referência.

Pela Tabela 3 pode-se observar os valores de V_d e V_q de cada vetor, com $V^* = V_d^* + jV_q^*$ (Holtz, 1994), relacionando seus estados e o ângulo θ , calculado pelo arco tangente da parte real V_d pela parte imaginária V_q do vetor.

TABELA 3 - REPRESENTAÇÃO DOS ESTADOS DE CHAVEAMENTO NO INVERSOR TRIFÁSICO DE DOIS-NÍVEIS

Vetores	Estados	V_{ao}	V_{bo}	V_c	V_d	V_q	θ
V_0	000	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0°
V_7	222	E/2	E/2	E/2			
V_1	200	E/2	-E/2	-E/2	2E/3	0	0°
V_2	220	E/2	E/2	-E/2	E/3	$\sqrt{3}E/3$	60°
V_3	020	-E/2	E/2	-E/2	-E/3	$\sqrt{3}E/3$	120°
V_4	022	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	0	180°
V_5	002	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	$-\sqrt{3}E/3$	240°
V_6	202	E/2	-E/2	E/2	E/3	$-\sqrt{3}E/3$	300°

FONTE: AUTORIA PRÓPRIA

De acordo com a Tabela 3, os vetores de estado “000” e “222”, correspondentes ao vetor V_0 , são denominados vetores nulos ou de roda livre, por não gerar fluxo de energia entre a fonte contínua e a carga, de maneira similar ao que ocorre nos estados da Figura 2, nos estados (d) e (e). Os vetores de V_1 a V_6 são os denominados vetores ativos, por, ao contrário do vetor V_0 e seus estados correspondentes, estes geram fluxo de energia entre a fonte contínua e a carga.

Para a demonstração dos vetores de tensão no plano cartesiano utiliza-se a transformada de Park, obtendo uma simplificação de três variáveis, estas diretamente atreladas às tensões nos braços a, b e c (Pomilio, 1998), podendo as representar como um vetor de duas dimensões, num plano $\alpha\beta$, representando o vetor num cartesiano de eixos x e y. A transformada de Park é aplicada de maneira tal que haja uma simplificação na hora do processamento do PWM Espaço Vetorial, onde duas variáveis serão utilizadas para o processamento da modulação das chaves, ao invés de três:

$$\begin{bmatrix} V_x \\ V_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Aplicando a transformada inversa em (2.10), temos:

$$V_{ao} = \frac{2}{3} V_x; \quad (2.11)$$

$$V_{bo} = \frac{2}{3} \left[\left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_y - \frac{V_a}{2} V_x \right) \right]; \quad (2.12)$$

$$V_{co} = \frac{2}{3} \left[\left(-\frac{\sqrt{3}}{2} V_y - \frac{V_a}{2} V_x \right) \right]; \quad (2.13)$$

A modulação vetorial é feita de tal maneira em que a soma das larguras de pulso dentro do setor seja igual a um, ou seja, se tomarmos como referência o setor A, formado pelos vetores V_0 , V_1 e V_2 , cujos estados correspondentes são 000, 200 e 222, e os tempos

referentes em que a chave se encontra em determinado vetor é calculado pela seguinte equação, utilizando o setor A como exemplo (Barros, 2015):

$$V^*T = d_z V_0 + d_{l0} V_1 + d_{l1} V_2; \quad (2.14)$$

Sendo

- d_z : Tempo que a chave estará na posição do vetor V_0
- d_{l0} e d_{l1} : Tempo que a chave estará correspondendo aos demais vetores que formam o estado, para o setor A, V_1 e V_2 .

O tempo em que cada chave estará ativada será igual a um, com a referência unitária sendo o período:

$$d_z + d_{l0} + d_{l1} = 1. \quad (2.15)$$

Para a determinação dos intervalos de tempo em (2.15) para executar o chaveamento, realiza-se a comparação entre as tensões de referência e, a partir da posição de V^* no plano vetorial, o determinado chaveamento correspondente ao setor.

Tomando como base o estado A, temos as seguintes informações:

$$V^* = \left(\frac{2E}{3} d_{l0} + \frac{E}{3} d_{l1} \right) + j \frac{\sqrt{3}E}{2} d_{l1} \quad (2.16)$$

Igualando (2.9) a (2.16), separando os eixos d e q:

$$\frac{2}{3} \left(v_a - \frac{1}{2} v_b - \frac{1}{2} v_c \right) = \frac{2E}{3} d_{l0} + \frac{E}{3} d_{l1} \quad (2.17)$$

$$\frac{1}{2} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_b - \frac{\sqrt{3}}{2} v_c \right) = \frac{\sqrt{3}E}{2} d_{l1} \quad (2.18)$$

Organizando (2.15), (2.17) e (2.18) na forma matricial em função dos termos de tempo d_z , d_{l0} e d_{l1} :

$$\begin{bmatrix} 0 & \frac{2E}{3} & \frac{E}{3} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}E}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_z \\ d_{l0} \\ d_{l1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} (v_a - \frac{1}{2} v_b - \frac{1}{2} v_c) \\ \frac{1}{2} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_b - \frac{\sqrt{3}}{2} v_c \right) \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Em (2.19), isolando o termo das variáveis de tempo, aplicando a transformada inversa na matriz 3x3, temos:

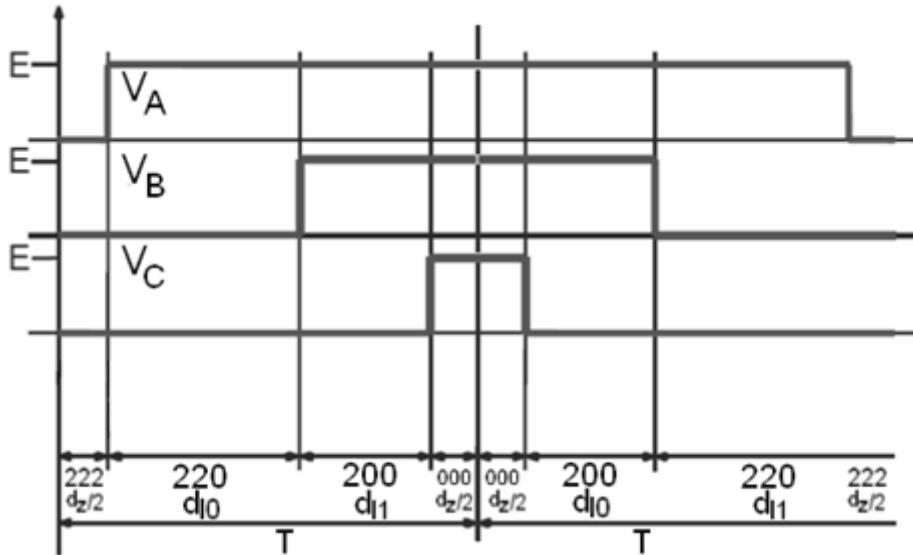
$$\begin{bmatrix} d_z \\ d_{l0} \\ d_{l1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{3}{2E} & -\frac{\sqrt{3}}{2E} & 1 \\ \frac{3}{2E} & -\frac{\sqrt{3}}{2E} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{E} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} (v_a - \frac{1}{2} v_b - \frac{1}{2} v_c) \\ \frac{1}{2} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_b - \frac{\sqrt{3}}{2} v_c \right) \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Fazendo a multiplicação das matrizes à esquerda da igualdade e simplificando, para (2.20), temos:

$$\begin{bmatrix} d_z \\ d_{l0} \\ d_{l1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{E}(E - v_a + v_c) \\ \frac{1}{E}(v_a - v_b) \\ \frac{1}{E}(v_b - v_c) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Com o tempo de chaveamento definido em (2.21), a estratégia de chaveamento foi definida de modo em que apenas uma chave seja alternada por vez, como pode ser observado na Figura 11.

FIGURA 11 - CHAVEAMENTO ÓTIMO PARA O SETOR A DO ESPAÇO VETORIAL



FONTE: (POMÍLIO, 1998), ADAPTADO.

O estado A varia entre os vetores V_0 , V_1 e V_2 . Para o chaveamento realizado na Figura 11, há uma variação de estados iniciando com as chaves acionadas, de maneira que temos inicialmente 222, em seguida 220, 200 e 000. Observando pela Tabela 3, os estados 000 e 222 correspondentes ao vetor nulo V_0 são ambos representados e, neste caso, o tempo d_z em que a chave permanece em V_0 é dividido em dois, metade para o estado 000 e metade para 222. Ao fim de $T/2$, há um “espelhamento” do chaveamento, sem que haja troca de posição de chave e, ao fim de outro tempo $d_z/2$ a troca de estado.

2.5 DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL (DO INGLÊS, *TOTAL HARMONIC DISTORTION - THD*)

O objetivo do inversor é transformar um sinal de onda contínua em um sinal de onda alternada, de maneira que seja cada vez mais similar a uma senóide. Isso pode ser

obtido aumentando cada vez mais o número de níveis de um conversor, tendo um maior número de tensões, possibilitando uma onda mais próxima à curva senoidal. Uma maneira de quantificar a distorção da forma de onda de acordo com a interferência de suas harmônicas em relação de sua componente fundamental é a partir da THD, *Total Harmonic Distortion*, no português, Distorção Harmônica Total.

A determinação da interferência harmônica é feita a partir das expressões 2.9 e 2.10, pela denominada Taxa de Distribuição Harmônica Total, tanto para a tensão, quanto para a corrente (Akagi, 1996):

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{hmax} I_h^2}}{I_1}, \quad (2.10)$$

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{hmax} V_h^2}}{V_1}, \quad (2.11)$$

sendo,

- h – Ordem da harmônica, tanto em 2.10 quanto para 2.11;
- V_1 – Valor rms da componente de tensão fundamental;
- V_h – Valor rms da componente de tensão da componente h ;
- I_1 – Valor rms da componente de corrente fundamental;
- I_h – Valor rms da componente de corrente da componente h ;

A qualidade da energia fornecida depende da THD, uma alta THD nos propicia uma má qualidade energética. De tal forma, o IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) estabeleceu o padrão IEEE 519, revisado em 2014, de forma a garantir e preservar a qualidade de energia fornecida. Suas principais recomendações são que o cálculo da THD seja realizado com as 50 primeiras harmônicas da forma de onda e um limite de 5% para conversores de potência industrial e comercial com aplicações gerais, 3% para aplicações especiais, como hospitais e aeroportos) e 10% para sistemas dedicados.

Altas THDs podem implicar em diversos problemas, como interferências eletromagnéticas e em perdas em linhas de transmissão, na forma de dissipação de calor, em transformadores, por aquecimento, vibração, fugas de correntes, maior histerese, diminuindo sua vida útil, comprometimento na operação de geradores, também podendo

reduzir a vida útil destes. Um nível elevado de THD também pode ocasionar leituras errôneas da forma de onda (Barros, 2008).

2.6 PERDAS NO CHAVEAMENTO

De maneira ideal, as chaves utilizadas nos conversores deveriam ser estimuladas de maneira instantânea, de forma que não houvessem perdas, o que não condiz com a realidade. O estudo de perdas é necessário pois, a partir deste, pode ser analisada a eficiência do conversor estudado. Nos conversores, mensuram-se as perdas analisando a chave utilizada, podendo desprezar as perdas nos condutores, por exemplo. As chaves possuem dois tipos de perdas, as perdas por chaveamento e as perdas por condução.

Apesar do tempo de abertura e fechamento das chaves serem de baixas ordens de grandeza, ainda existe um grau de perda. A perda por chaveamento na abertura pode ser encontrada pela expressão 2.12:

$$P_{SW_{ON}} = \frac{1}{6} V_{chave} \cdot I_{max} \cdot \frac{T_{SW_{ON}}}{T}, \quad (2.12)$$

sendo:

- $P_{SW_{ON}}$ – Perda de chaveamento ao abrir a chave;
- V_{chave} – Tensão aplicada sobre a chave;
- I_{max} – Corrente máxima na chave;
- $T_{SW_{ON}}$ – Tempo de abertura da chave;
- T – Período de operação.

De maneira análoga, para o fechamento da chave:

$$P_{SW_{OFF}} = \frac{1}{6} V_{chave} \cdot I_{max} \cdot \frac{T_{SW_{OFF}}}{T}, \quad (2.13)$$

sendo:

- $P_{SW_{OFF}}$ – Perda de chaveamento ao fechar a chave;
- $T_{SW_{OFF}}$ – Tempo de fechamento da chave;

A perda por condução está relacionada com os valores de tensão e corrente na chave, variando a dissipação de calor no componente. Quando a chave está desligada, apesar de existir uma corrente de fuga, esta é de um valor insignificante, podendo ser desconsiderado o valor de sua potência dissipada. Quanto a chave está ligada, a potência dissipada é medida pela expressão 2.14:

$$P_{ON} = V_{chave} \cdot I_{chave}, \quad (2.14)$$

sendo:

- P_{ON} – Perda na condução quando a chave está ligada;
- V_{chave} – Tensão aplicada sobre a chave;
- I_{chave} – Corrente aplicada sobre a chave;

Como citado acima, já que a perda por condução quando a chave está desligada é igual a zero, é obtida a perda por condução média a partir do produto desta pelo *duty cycle*.

As duas perdas podem ser analisadas utilizando a ferramenta *Thermal Module* do *software* Psim.

3 METODOLOGIA APLICADA

Por início, foi realizada uma revisão bibliográfica para aprofundamento do assunto, utilizando livros, artigos e revistas da área. Em seguida, o conversor em questão foi analisado individualmente para que facilitasse o desenvolvimento matemático, tal qual representa a próxima atividade. A partir da Lei de Kirchhoff, foi possível realizar o modelo matemático do inversor.

O objeto de estudo deste trabalho é baseado na aplicação do PWM Espaço Vetorial no inversor trifásico de dois-níveis. Para avaliar a viabilidade desta técnica no conversor, foram avaliados os sinais de tensão e corrente na saída do inversor, a taxa de distorção harmônica total de saída e as perdas por chaveamento.

A análise da simulação será realizada a partir do *software* Psim, versão 9.0, por ser o software mais utilizado na literatura para obtenção dos dados, na área da Eletrônica de Potência, além do *software* MATLAB, para uma análise mais aprofundada dos dados obtidos a partir do Psim. As simulações foram feitas na forma de um barramento de 600 V contínuos, (simulando atividades de média tensão) e ligado ao este uma carga com resistência de valor $R = 10 \Omega$ e indutor $L = 21 \text{ mH}$, sendo um fator de potência igual a 0,75, por ser um fator de potência comumente associado à cargas rotóricas, como os próprios motores utilizados na geração eólica (Reis, 2003), por produzir energia contínua além como em usos de distribuição de corrente contínua em alta tensão (Grigsby, 2012), HVDC (do inglês, *High-Voltage Direct Current*), na ocasião após a distribuição, para a transmissão e distribuição novamente na forma alternada.

O desenvolvimento da modulação PWM Espaço Vetorial para o disparo das chaves foi feito utilizando o *C Block*, bloco de compilação em linguagem C, as perdas no inversor podem ser obtidas utilizando a ferramenta *Thermal Module*, ambas ferremantes presentes no próprio Psim. Por fim, foram analisadas as perdas e a distorção harmônica total do inversor.

Os dados foram expostos e analisados por meio de figuras, obtidas também com a análise dos dados obtidos pelo Psim e processados no MATLAB, e tabelas, sendo redigido e finalizado neste relatório.

3.1 CRONOGRAMA DE ATIVIDADES

A partir da Tabela 4 estão listadas as atividades realizadas neste trabalho, assim como as previsões de início e término de cada uma, com seus respectivos períodos de duração e a descrição de cada uma deles abaixo.

TABELA 4 - CRONOGRAMA DE ATIVIDADES DO BOLSISTA.

Atividade	2018					2019						
	Ago.	Set.	Out.	Nov.	Dez.	Jan.	Fev.	Mar.	Abr.	Mai.	Jun.	Jul.
1												
2												
3												
4												
5												
6												
7												

FONTE: AUTORIA PRÓPRIA.

De acordo com a Tabela 4:

Atividade 1: revisão bibliográfica;

Atividade 2: análise sobre o funcionamento do inversor;

Atividade 3: desenvolvimento matemático do inversor;

Atividade 4: estudo da estratégia de modulação por largura de pulso no estado vetorial;

Atividade 5: realização de simulações do inversor;

Atividade 6: análise dos resultados das simulações na atividade 5, acerca das perdas e da distorção total harmônica;

Atividade 7: redação de relatórios.

3.2 OUTRAS ATIVIDADES

O bolsista acompanhou e ajudou na realização de experimentos da disciplina de Eletrônica de Potência, realizados no Laboratório de Máquinas Elétricas, do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Sergipe, como forma de um compreendimento prático da disciplina.

Além disso, o aluno compareceu ao minicurso da V Semana Acadêmica da Universidade Federal de Sergipe, em 2018, “Gerenciamento de Referências Bibliográficas: Mendeley”, que apresentou e demonstrou o uso do *software* Mendeley, ferramenta prática para organização de referências.

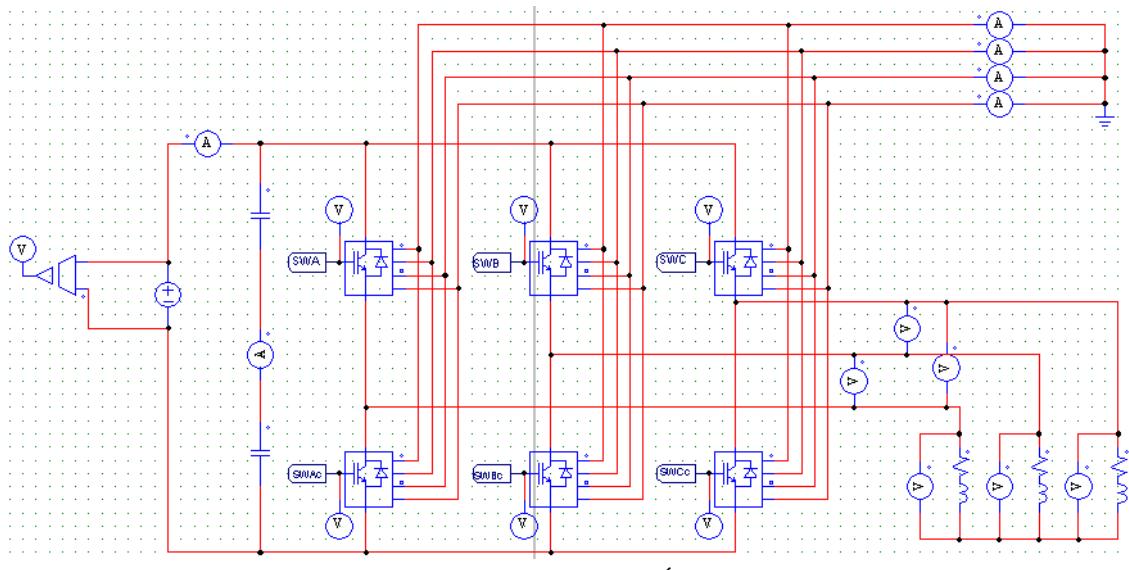
4 SIMULAÇÃO

Utilizando o *software* Psim foi possível realizar todo o estudo, desde a simulação do circuito, como a programação para chaveamento do inversor trifásico de dois-níveis.

4.1 DIAGRAMA DO INVERSOR

O diagrama do inversor pode ser observado na Figura 12.

FIGURA 12- DIAGRAMA DO INVERSOR TRIFÁSICO DE DOIS-NÍVEIS UTILIZANDO O SOFTWARE PSIM.



FONTE: AUTORIA PRÓPRIA.

Na Figura 12 podemos ver com detalhes o circuito, sendo que ele é composto por três pares de transistores bipolares de porta isoladas, *IGBT* (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*) para realizar o chaveamento. Utilizando o *Thermal Module*, o modelo de IGBT utilizado para a simulação foi o Powerex CM1000HA-24A.

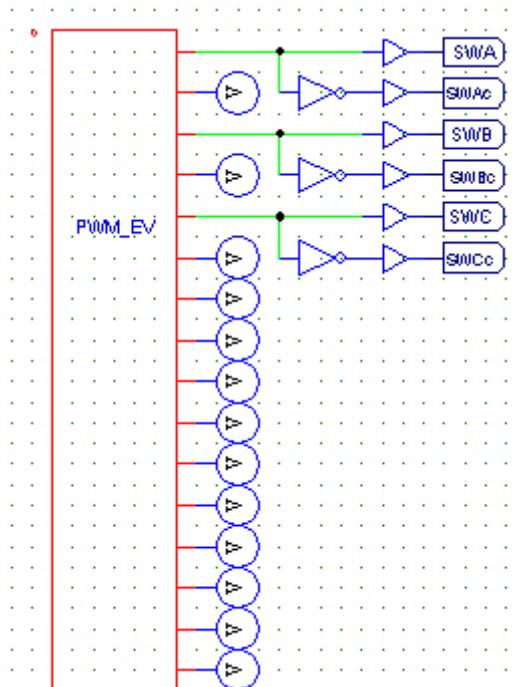
A tensão de barramento é igual a 600 V, sendo equilibrada para o circuito por um par de capacitores de 2200 μ F. Como carga, foram utilizados três braços resistivos-indutivos de valor resistivo de 10 Ω e indutivo 21 mH.

Para a análise de dados, módulos de voltímetros e amperímetros foram distribuídos pelo circuito conforme a necessidade de analisar os respectivos valores, como tensões de braço, polo, fase, corrente de entrada, entre outros.

4.2 CHAVEAMENTO PWM ESPAÇO VETORIAL

O chaveamento utilizando PWM Espaço Vetorial foi feito utilizando o *C Block*, do *software Psim*.

FIGURA 13 - *C BLOCK DO SOFTWARE PSIM*, COM AS CONEXÕES UTILIZADAS PARA CHAVEMANTO E ANÁLISE DE DADOS.



FONTE: AUTORIA PRÓPRIA.

Visto na Figura 13, o bloco foi customizado de maneira que tivesse dezesseis pinos de saída, para análise de dados e também para o acionamento do chaveamento nos IGBTs, via módulos SWA, SWAc, SWB, SWBc, SWC e SWCc, conectados às respectivas portas *gate* dos IGBTs, como visualiza-se na figura do diagrama do circuito, a Figura 12.

O módulo de programação para o PWM Espaço Vetorial foi implementado no bloco, de maneira que funciona a partir da comparação de três senóides, cujas quais designam qual o setor do espaço vetorial e determina o chaveamento ótimo para cada setor.

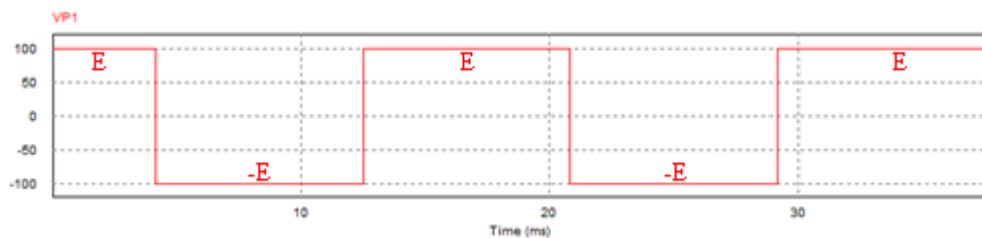
5 RESULTADOS

Neste capítulo, podem ser vistos os valores obtidos no experimento, utilizando o ambiente de simulação Psim.

5.1 RESULTADOS PRELIMINARES

Como parte das atividades 2 e 4 citadas acima, a análise e o entendimento do conversor, com o auxílio do *software* Psim, foi simulado um inversor monofásico de dois-níveis com carga puramente resistiva no valor $R = 10 \Omega$, com fonte de tensão $E = 100 V$ contínuos, *duty cycle* 0,5 e o resultado da simulação pode ser conferido na Figura 14:

FIGURA 14 - FORMA DE ONDA RESULTANTE DO CONVERSOR MONOFÁSICO DE DOIS-NÍVEIS COM $E = 100 V$



FONTE: AUTORIA PRÓPRIA

Pode-se observar na Figura 14 que o inversor, de fato, fornece o desejado: dois níveis de energia, E e $-E$ entrega uma fonte alternada, em que varia valor nominal da fonte E e este mesmo valor, negativo, fornecendo uma fonte com tensão pico a pico igual a $200 V$.

5.2 RESULTADOS FINAIS

Com o conversor funcionando no modo de inversor, seguindo o modelo de inversor na Figura 4, os parâmetros utilizados foram os seguintes, utilizando a mesma

linha de análise utilizada em (Karugaba et al., 2012; Wei et al., 2004; Chaturvedi et al., 2008; Barros, 2015), expostos na Tabela 5:

TABELA 5 - PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO.

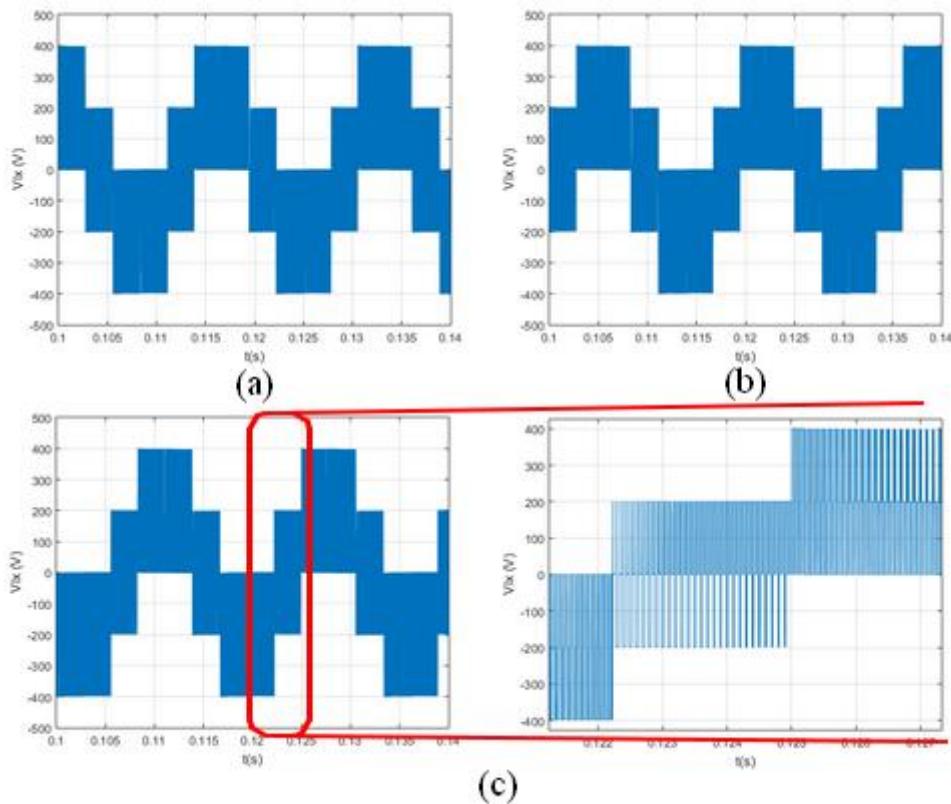
Parâmetros da simulação
Carga RL: 10Ω , 21 mH
Índice de modulação: $\mu = 0,8$
Frequência de chaveamento: $f_s = 10\text{kHz}$
Tensão de barramento CC: $E = 600 \text{ V}$

FONTE: AUTORIA PRÓPRIA.

5.2.1 FORMAS DE ONDA DE TENSÃO DO INVERSOR

Executando os pontos encontrados no Psim no *software* MATLAB, é possível obter os gráficos de tensão com melhor detalhe e precisão, como pode-se analisar nas Figura 15a), 14(b) e 14(c).

FIGURA 15 - TENSÕES DE FASE PARA OS BRAÇOS. (A) BRAÇO A, (B) BRAÇO B E (C) BRAÇO C, AMPLIADO NO INTERVALO 0,12S A 0,125S.



FONTE: AUTORIA PRÓPRIA.

A tensão varia maneira alternada em níveis de $2E/3$, $E/3$, 0, $-E/3$ e $-2E/3$, repetindo o ciclo, como podemos ver na amostra de tempo que nas figuras que compõem a Figura 14. Visualizando a Figura 15, pode-se observar que há uma defasagem de 120° entre a Figura 14(a), correspondente ao braço A do inversor em relação ao braço B, correspondente à Figura 14(b) e uma defasagem de -120° entre o braço A e o braço C, visto na Figura 14(c).

5.2.2 DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL (THD)

A partir da simulação realizada, a THD total para o inversor de dois-níveis utilizado neste trabalho, modulado em PWM Espaço Vetorial é igual a 2,9691%.

Os resultados obtidos configuram nas regras da IEEE, sob a forma do padrão IEEE 519, para qualquer uma das aplicações listadas por eles, de sistemas dedicados (10%), conversores de potência industrial (5%) e beira o limiar de sistemas de aplicações especiais (3%).

Em normas domésticas, a ANEEL, Agência Nacional de Energia Elétrica, por meio do PRODIST, o Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Nacional, mais especificamente no módulo 8, regulamenta os níveis de distorção no sistema a partir dos níveis de tensão, e os valores podem ser vistos na Tabela 6:

TABELA 6 - VALORES DE REFERÊNCIA GLOBAIS DAS DISTORÇÕES HARMÔNICAS TOTAIS.

Tensão nominal do barramento (V)	Distorção Harmônica Total de Tensão (%)
$V_N \leq 1kV$	10
$1kV \leq V_N \leq 13,8kV$	8
$13,8kV \leq V_N \leq 69kV$	6
$69kV \leq V_N \leq 230 kV$	3

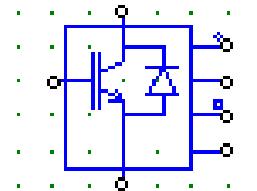
FONTE: (ANEEL, 2011).

Nas aplicações previstas pelo módulo 8 do PRODIST, de acordo com a Tabela 6, o inversor encontra-se dentro do limite, visto que está sendo aplicada uma tensão inferior a 1 kV e a THD total possui um valor também inferior aos 10%, adequando-se à norma.

5.2.3 PERDAS POR CHAVEAMENTO

A análise e obtenção de dados das perdas do inversor foram realizadas utilizando o módulo *Thermal Module* do Psim.

FIGURA 16 – COMPONENTE IGBT POWEREX CM1000HA-24H DO *THERMAL MODULE* DO PSIM 9.0



FONTE: (PSIM 9.0).

Como podemos ver na Figura 16, o IGBT é composto por um diodo e por uma chave. Ele possui 7 terminais: os padrões referentes ao dreno, base e coletor e mais quatro terminais, que fornecem as perdas no IGBT, em sinal de corrente, referente aos valores em W. Por possuir um total de 6 para a composição do circuito, como visto na Figura 12, o circuito possui seis diodos e seis chaves, no total.

Cada respectivo terminal de cada IGBT foi ligado em série a um amperímetro, para obtenção da perda total de cada tipo no inversor, como pode ser visto na Figura 11. Na Tabela 7 podem ser observados os valores das perdas médias em um ciclo, utilizando o PWM Espaço Vetorial, fornecidos pelo *Thermal Module*.

TABELA 7 – PERDAS DE POTÊNCIA MÉDIA NO INVERSOR A PARTIR DO *THERMAL MODULE*, UTILIZANDO O PWM ESPAÇO VETORIAL.

Componente	Tipo de perda	Potência dissipada (W)
Diodos	Chaveamento	32,77
Diodos	Condução	6,61
Chaves	Chaveamento	213,83
Chaves	Condução	27,04
Potência média dissipada total no inversor: 280,25 W		

FONTE: AUTORIA PRÓPRIA.

Para comparação e análise dos resultados na Tabela 7, o PWM Escalar foi aplicado ao inversor, sob as mesmas condições de simulação sinalizadas na Tabela 5. Os resultados obtidos podem ser observados na Tabela 8.

TABELA 8 – PERDAS DE POTÊNCIA MÉDIA NO INVERSOR A PARTIR DO *THERMAL MODULE*, UTILIZANDO O PWM ESCALAR.

Componente	Tipo de perda	Potência dissipada (W)
Diodos	Chaveamento	34,36
Diodos	Condução	6,26
Chaves	Chaveamento	261,39
Chaves	Condução	33,57
Potência média dissipada total no inverSOR: 335,58 W		

FONTE: AUTORIA PRÓPRIA.

Para os diodos, a perda no chaveamento é imposta dada a tensão reversa sob o diodo e correntes de fuga, assim como nas chaves, dissipando potência. Na condução, ela demonstra o menor valor de perdas na Tabela 7, porque o diodo opera em sua condição natural de condução, dissipando também apenas por lei de Joule, sob a passagem de corrente. Como os componentes utilizados para a composição dos resultados obtidos na Tabela 7 e na Tabela 8, os resultados são bem similares, sendo 32,77 W de perdas por chaveamento e 6,61 W por condução para a modulação PWM Espaço Vetorial e 34,36 W no chaveamento e 6,26 W na condução para o PWM Escalar, uma diferença de apenas 1,24 W.

Do total de potência dissipada no inverSOR, a maior parte se deve às perdas referentes ao chaveamento nas chaves. Correspondendo a um total de 88,98%, as perdas na chave são mais evidentes quando a chave está aberta, onde há uma tensão resultante na chave, que, com correntes de fuga, ocasionam esta perda de potência latente. Em condução, a chave dissipava potência no formato de calor, dada a corrente passando por ela, desde que a tensão na chave fechada é próxima a 0 V. Comparando as estratégias de modulação, de acordo com a Tabela 7, temos uma perda total de chaveamento em 246,6 W, sendo a maior parcela correspondendo às perdas no transistor, em 213,83 W. Analisando a Tabela 8, as perdas no chaveamento totalizam 295,75 W.

Como o PWM Espaço Vetorial otimiza o chaveamento, a chave tende a abrir e fechar menos se comparado ao PWM Escalar, produzindo uma forma de onda dentro de todos os padrões analisados na seção 5.2.2 em termos de THD e, sendo comparado ao PWM Escalar, há uma redução total de 16,48%, sendo a maior parcela deste total devida à redução no número de chaveamentos do PWM Espaço Vetorial se comparado ao PWM Escalar.

6 CONCLUSÃO

O objetivo desse trabalho foi a análise do PWM Espaço Vetorial aplicado ao inversor trifásico de dois-níveis. O desenvolvimento do trabalho foi feito a partir da revisão da literatura no que diz respeito ao funcionamento do inversor, sendo monofásico e, em seguida o trifásico, e, em seguida a compreensão do método de modulação em Espaço Vetorial. Por uma segunda etapa, foram realizadas simulações para confirmar, em prática, como o inversor funciona com este método de modulação e apanhados resultados nas formas de ondas de tensão, dados de distorção harmônica total e suas respectivas perdas.

Para as formas de tensão de cada fase, todas foram consoantes com as vistas na literatura, com os níveis e defasagens esperados. No aspecto de THD, o nível de distorção em, de maneira aproximada, 2,97%, atende ambos os padrões utilizados como referência, sendo o PRODIST da ANEEL (10%, com $V_N \leq 1kV$), e para o IEEE em qualquer caso especificado. E, por último, para as perdas, quando comparadas ao inversor modulado com o PWM Escalar, apresentou menor potência dissipada no inversor, principalmente nas perdas por chaveamento, o maior agravante nesse aspecto, obtendo um diferencial de 16,48% a menos de potência dissipada no inversor.

De uma maneira geral, o conversor se comportou da maneira indicada inicialmente, com a leitura na primeira parte do projeto, podendo acrescentar à apreciação do funcionamento dos inversores e, consequentemente, aplicar estes conhecimentos a topologias mais complexas, ampliando cada vez mais os conhecimentos na área de inversores de potência.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

A leitura deste relatório pode ser tomada como base para a concepção de outros trabalhos, como:

- Aplicação do PWM Espaço Vetorial em topologias diferentes, como três-níveis;
- Criação de modelos didáticos para a análise de funcionamento;

- Comparação do PWM Espaço Vetorial com outras técnicas de modulação, incluindo outros tipos de PWM;
- Aplicação do PWM Espaço Vetorial em cargas reais, como motores elétricos.

REFERÊNCIAS

Ahmed, A. (2000). *Eletrônica de Potência*. São Paulo: Prentice Hall.

ANEEL. (Junho de 2011). Revisão da Regulamentação sobre a Qualidade do Produto no Sistema de Distribuição de Energia Elétrica. Brasília, Distrito Federal, Brasil.

Barros, L. d. (Agosto de 2015). Conversores Estáticos Utilizando Estruturas de Dois e Três-Níveis. Campina Grande, Paraíba, Brasil.

Camargo, R. F., Pinheiro, H., Gründling, H., Botterón, F., Pinheiro, J. R., & Hey, H. (2004). Novos Algoritmos de Limitação Para Inversores de Tensão PWM a Quatro Braços Utilizando Modulação Space Vector. *Revista Controle & Automação*, 15, 1-15.

Dai, N.-Y., Wong, M.-C., & Han, Y.-D. (2006). Application of a Three-level NPC Inverter as a Three-Phase Four-Wire Power Quality Compensator by Generalized 3DSVM. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 1-10.

Franquelo, L. G., Rodríguez, J., Leon, J. I., Portillo, R., Prats, M. A., & Kouro, S. (2008). The Age of Multilevel Converters Arrives. *IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS MAGAZINE*, 1-2.

Ghoreishy, H., Zhang, Z., Thomsen, O. C., & Andersen, M. A. (2012). A Fast-Processing Modulation Strategy for Three-Phase Four-Leg Neutral-Point-Clamped Inverter Based on the Circuit-Level Decoupling Concept. *A Fast-Processing Modulation Strategy for Three-Phase Four-Leg Neutral-Point-Clamped Inverter Based on the Circuit-Level Decoupling Concept*. Harbin.

Green, T. C., & Yao , J. (2005). Three-Dimensional Space Vector Modulation for a Four-Leg Three-Level Inverter. London.

Hart, D. W. (2010). *Power Electronics*. New York: Mc Graw Hill.

Núcleo de Estudos Estratégicos de Energia - SPE/MME. (02 de Agosto de 2016). Fonte: Minas e Energia: [http://www.mme.gov.br/documents/10584/3894319/Energia+E%C3%B3lica+-+ano+ref++2015+\(3\).pdf/f5ca897d-bc63-400c-9389-582cd4f00ea2](http://www.mme.gov.br/documents/10584/3894319/Energia+E%C3%B3lica+-+ano+ref++2015+(3).pdf/f5ca897d-bc63-400c-9389-582cd4f00ea2)

Portal Brasil. (20 de Janeiro de 2016). Fonte: Governo do Brasil: <http://www.brasil.gov.br/infraestrutura/2016/01/brasil-estara-entre-os-20-paises-com-maior-geracao-solar-em-2018>

Portal Brasil. (20 de Março de 2017). Fonte: Governo do Brasil: <http://www.brasil.gov.br/infraestrutura/2017/03/brasil-e-o-maior-gerador-de-energia-eolica-da-america-latina>

Rodríguez, J., Lai, J.-S., & Peng, F. Z. (2002). Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS* , 1-2.

Souza, W. F. (30 de Setembro de 2005). Técnicas Vetoriais de Modulação por Largura de Pulso para Conversores Trifásicos de Quatro-Braços. Belo Horizonte, Minas Gerais, Brasil.

Teodoro, R. G. (Fevereiro de 2005). Metodologia Para Compensação de Desequilíbrio em Redes Elétricas. *Metodologia Para Compensação de Desequilíbrio em Redes Elétricas*. Ilha Solteira, São Paulo, Brasil.

Verdelho, P., & Marques, G. D. (1998). Four-Wire Current-Regulated PWM Voltage Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1-10.

Yao, J., & Green, T. C. (2005). Tree-Dimensional Space Vector Modulation for a Four-Leg Three-Level Inverter. London, United Kingdom.

APÊNDICE A – CÓDIGO C NO *C BLOCK* DO SOFTWARE PSIM

Esta seção apresenta o código utilizado no *C block* do *software Psim*, utilizado para realizar a modulação do PWM Espaço Vetorial do inversor trifásico de dois-níveis. As devidas explicações e declaração de variáveis são explicadas ao decorrer do código.

```
// ----- PWM ESPACO VETORIAL EASF -----  
  
// Informações de saída  
  
double E = 600; //Valor da fonte DC  
double f = 10e3; //Frequência de chaveamento do inversor  
double T = 1/f; //Período do chaveamento  
double fs = 60; //Frequência da onda de saída  
double Ts = 1/fs; //Período da onda de saída  
double ws = 2*(3.14159265359)*fs; // 2*pi*f  
  
// Informações da referência  
  
double van_ref, vbn_ref, vcn_ref; //Tensões de referência  
double m = 0.8; //Índice de modulação  
  
van_ref = m*(E/sqrt(3))*cos(ws*t); //Va  
vbn_ref = m*(E/sqrt(3))*cos(ws*t - 2.0944); //Vb  
vcn_ref = m*(E/sqrt(3))*cos(ws*t + 2.0944); //Vc  
  
// Setorização  
// Comparaçāo das senoides para obter os tempos dz, dl0 e dl1 para o chaveamento  
dos respectivos setores
```

```

int setor;
double dz, dl0, dl1;
double ta_on, tb_on, tc_on;

if ((van_ref >= vbn_ref) && (vbn_ref >= vcn_ref))

    (dz = ((E - van_ref + vcn_ref )/E)*(T/2),
     dl0 = ((van_ref - vbn_ref)/E)*(T/2),
     dl1 = ((vbn_ref - vcn_ref)/E)*(T/2),

     ta_on = (dz/2),

     tb_on = (dz/2 + dl0),

     tc_on = (dz/2 + dl0 + dl1),

     setor = 1); // Condições para setor A

else if ((vbn_ref >= van_ref) && (van_ref >= vcn_ref))

    (dz = ((E - vbn_ref + vcn_ref )/E)*(T/2),
     dl0 = ((van_ref - vcn_ref)/E)*(T/2),
     dl1 = (-(van_ref - vbn_ref)/E)*(T/2),

     ta_on = (dz/2 + dl0),
     tb_on = (dz/2),
     tc_on = (dz/2 + dl0 + dl1),

     setor = 2); // Condições para setor B

else if ((vbn_ref >= vcn_ref) && (vcn_ref >= van_ref))

    (dz = ((E + van_ref - vcn_ref )/E)*(T/2),
     dl0 = (-(vbn_ref - vcn_ref)/E)*(T/2),

```

```

dl1 = (-(van_ref - vbn_ref)/E)*(T/2),

ta_on = (dz/2 + dl0 + dl1),
tb_on = (dz/2 + dl0),
tc_on = (dz/2),

setor = 3); // Condições para setor C

else if ((vcn_ref >= vbn_ref) && (vbn_ref >= van_ref))

(dz = ((E + van_ref - vcn_ref)/E)*(T/2),
dl0 = (-(van_ref - vbn_ref)/E)*(T/2),
dl1 = (-(vbn_ref - vcn_ref)/E)*(T/2),

ta_on = (dz/2 + dl0 + dl1),
tb_on = (dz/2 + dl0),
tc_on = (dz/2),

setor = 4); // Condições para setor D

else if ((vcn_ref >= van_ref) && (van_ref >= vbn_ref))

(dz = ((E + vbn_ref - vcn_ref)/E)*(T/2),
dl0 = (-(van_ref - vcn_ref)/E)*(T/2),
dl1 = ((van_ref - vbn_ref)/E)*(T/2),

ta_on = (dz/2 + dl0),
tb_on = (dz/2 + dl0 + dl1),
tc_on = (dz/2),

setor = 5); // Condições para setor E

else if ((van_ref >= vcn_ref) && (vcn_ref >= vbn_ref))

```

```

(dz = ((E - van_ref + vbn_ref)/E)*(T/2),
dl0 = (-(vbn_ref - vcn_ref)/E)*(T/2),
dl1 = ((van_ref - vcn_ref)/E)*(T/2),

ta_on = (dz/2),
tb_on = (dz/2 + dl0 + dl1),
tc_on = (dz/2 + dl0),

setor = 6); // Condições para setor F

double ta_off, tb_off, tc_off;

ta_off = T - ta_on;
tb_off = T - tb_on;
tc_off = T - tc_on;

int k;
//Atualização de tempo para fim de cada setor
while (t >= ta_off)
    (ta_off = ta_off + T,
    ta_on = ta_on + T);

while (t >= tb_off)
    (tb_off = tb_off + T,
    tb_on = tb_on + T);

while (t >= tc_off)
    (tc_off = tc_off + T,
    tc_on = tc_on + T);

//Fim da atualização de tempo

// Chaveamento entre intervalos tx e ty
// Associação entre tempos de chaveamento e estado das chaves
int sw_a, sw_b, sw_c;

```

```

if ((t >= ta_on) && (t <= ta_off))
    sw_a = 1;
else
    sw_a = 0;

if ((t >= tb_on) && (t <= tb_off))
    sw_b = 1;
else
    sw_b = 0;

if ((t >= tc_on) && (t <= tc_off))
    sw_c = 1;
else
    sw_c = 0;

// Saída
// Valores de saída para o C Block para chaveamento e análise de dados
y1 = sw_a; //PWM-EV para o braço A
y3 = sw_b; //PWM-EV para o braço B
y5 = sw_c; //PWM-EV para o braço C
y6 = t; //Vetor tempo
y7 = setor; //Vetor setorização
y8 = van_ref; //Tensão de referência Va
y9 = vbn_ref; //Tensão de referência Va
y10 = vcn_ref; //Tensão de referência Vc
y11 = dz; //Tempo dz
y12 = dl0; //Tempo dl0
y13 = dl1; //Tempo dl1
//Portas y2 e y4 não foram utilizadas.

```