

**UNIVERSIDADE PAULISTA JÚLIO DE MESQUITA FILHO  
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA**

**ENGENHARIA ELÉTRICA**

**LUIZ PEDRO MIASATO NOGUEIRA DE ASSIS**

**IMPLEMENTAÇÃO DE ALGORITMO DE CONTROLE PARA  
CONVERSOR DE FREQUÊNCIA MULTINÍVEL DE PONTE-H  
EM CASCATA**

**Ilha Solteira – SP**

**2022**

**LUIZ PEDRO MIASATO NOGUEIRA DE ASSIS**

**IMPLEMENTAÇÃO DE ALGORITMO DE CONTROLE PARA  
CONVERSOR DE FREQUÊNCIA MULTINÍVEL DE PONTE-H  
EM CASCATA**

Trabalho de Graduação apresentado à  
Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira UNESP  
(Universidade Paulista Júlio de Mesquita Filho), como  
parte dos requisitos para finalização de graduação  
no curso de Engenharia Elétrica.

**Orientador: Prof. Dr. Guilherme de Azevedo e Melo**

**Ilha Solteira – SP  
2022**

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

A848i Assis, Luiz Pedro Miasato Nogueira de.  
Implementação de algoritmo de controle para conversor de frequência multinível de ponte-H em cascata/ Naerte da Silva Lima Junior.-- Ilha Solteira: [s.n.], 2022

90 f. : il.

Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, 2022

Orientador: Guilherme de Azevedo e Melo  
Inclui bibliografia

1. Acionamentos elétricos. 2. Conversores de frequência. 3. Vetores espaciais.  
4. Modulação PWM. 5. Ponte-H em cascata.

  
Raiane da Silva Santos

## **AGRADECIMENTOS**

A toda minha família, especialmente meus pais, tia e irmã: Dirce, Luiz, Talita e Anita, por nunca cessarem suporte durante todas as dificuldades do curso e na vida, e por terem me criado num ambiente amoroso e de companheirismo.

Aos colegas que me apoiaram neste trabalho: prof. Guilherme, Alberto, Lucas, Guilherme e Jessika. Não conseguiria sem a contribuição de todos no ambiente produtivo do grupo que formamos.

Aos inúmeros amigos encontrados na faculdade, presentes nas muitas horas de estudo no decorrer da graduação (alguns até hoje), que transformaram as mais duras dificuldades em épicos desafios, e os bons momentos em histórias inesquecíveis: Bruno, Jorge, Fernando, Felipe, Vinicius, Ruan, Pedro, Uriel, Allison, Igor, Felipe, Vinicius, Guilherme, Peterson, Gabriel, e muitos outros que seriam impossível de comportar nesse documento.

Aos amigos de longa data desde a pré-adolescência, mas que nunca deixaram de estar presentes: Leonardo, Murillo, Hugo e Pedro.

Aos colegas feitos na Siemens, colegas no trabalho e companheiros fora dele, parte da etapa mais recente da minha vida e que estão formando seu espaço nela: Jimmy, Alexander, Filipe, Aline, Antônio, Karinne e muitos outros.

## RESUMO

O propósito deste trabalho é baseado nas necessidades e tendências da indústria em aquisição de acionamentos elétricos cada vez mais robustos, versáteis e confiáveis. Foi elaborado e implementado em simulação um algoritmo alternativo de controle para utilização em conversores de frequência de média tensão pertencentes à topologia ponte-H em cascata. O modelo de conversor escolhido opera por meio de módulos individuais de potência que são agrupados por fase a fim de sintetizar a tensão de saída; desse modo, se faz necessária a utilização de um algoritmo eficiente de controle e de medidas adicionais de disponibilidade do equipamento, dada a grande quantidade de componentes eletrônicos que estão propensos à falha. A modulação realizada é feita por meio de vetores espaciais em conjunto com larguras de pulso para obtenção dos sinais de controle. Para a implementação desse projeto, se faz necessária uma mudança de coordenadas para otimização de cálculos para síntese da forma de onda de cada módulo de potência. Ao fim, foi escolhido o algoritmo mais consistentemente eficiente para várias aplicações e com menos efeitos negativos causados no motor e na rede.

**Palavras-chave:** Acionamentos elétricos, conversores de frequência, vetores espaciais, modulação PWM, ponte-H em cascata.

## ABSTRACT

The purpose of this dissertation is based on the industry's needs and tendencies to acquire more robust, versatile and reliable electrical drives. An alternative control algorithm was created and implemented by simulation for utilization in medium voltage frequency converters belonging to the cascaded H-bridge topology. The converter model chosen operates via individual power modules that are grouped by phase to synthesize the output voltage waveform; so it is necessary to use an efficient control algorithm and additional availability measures, due to the large amount of electronic components that are prone to failure. The modulation utilized is done by means of space vectors in tandem with pulse width for obtaining the control signal. For this project's implementation, it is necessary to change coordinates for optimization of the calculation made for synthesis of the waveform for each power module. At the end, the algorithm with the most consistent efficiency across multiple applications and with the least negative effect in the grid and the motor was chosen.

**Keywords:** electric drives, frequency converters, space vectors, PWM modulation, cascaded H-bridge.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama representativo da estrutura de um conversor de frequência. ..	16
Figura 2 – Formas de onda (referência e de saída) para o método PWM senoidal e onda portadora triangular, para duas amplitudes diferentes (lado a lado). .....	20
Figura 3 - Representação da seção transversal de um motor de dois pólos e dos campos girantes que resultam na tensão $V$ . .....	22
Figura 4 – Representação de circuito trifásico. ....	22
Figura 5 – Circuito representativo de um inversor de dois níveis com carga conectada em estrela. ....	25
Figura 6 – Vetores espaciais de tensão de fase correspondentes às etapas de condução para um conversor de frequência. ....	28
Figura 7 – Estados possíveis para um conversor trifásico de dois níveis. ....	29
Figura 8 – Espaço de vetores espaciais normalizados para um conversor trifásico de dois níveis. ....	30
Figura 9 – Circuito eletrônico representativo de um inversor no arranjo NPC em três níveis. ....	31
Figura 10 – Etapas de condução de uma fase de um inversor no arranjo NPC, obtendo $V_{cc}$ , 0 e $-V_{cc}$ . ....	33
Figura 11 – Estados possíveis para um conversor trifásico de três níveis. ....	34
Figura 12 – Espaço de vetores espaciais normalizados para um conversor trifásico de três níveis. ....	34
Figura 13 – Circuito eletrônico representativo de um inversor no arranjo diode clamping em quatro níveis. ....	35
Figura 14 – Circuito representativo da topologia ponte-H em cascata com múltiplos enrolamentos secundários defasados alimentando três módulos por fase (conversor de sete níveis). ....	38
Figura 15 – Tensão de fase e corrente de entrada para conversores com três (a) e cinco (b) módulos por fase, respectivamente. ....	39
Figura 16 – Etapas de condução do inversor na configuração ponte-H. ....	40
Figura 17 – Circuito representativo de um conversor na configuração ponte-H em cascata. ....	40
Figura 18 – Exemplo de circuito eletrônico representativo da topologia ponte-H em cascata com um módulo de potência por fase, dadas as premissas adotadas. ....	42
Figura 19 – Vetores espaciais de comutação normalizados para um circuito inversor com um módulo por fase. ....	43

Figura 20 – Vetores espaciais de comutação normalizados para um circuito inversor com dois módulos por fase. ....	43
Figura 21 – Vetores espaciais de comutação normalizados para um circuito inversor com três módulos por fase. ....	44
Figura 23 – Espaço vetorial que relaciona os sistemas de eixo gh e xy para o conversor de sete níveis. ....	48
Figura 25 – Espaço vetorial gh com destaque no vetor normalizado de referência e os quatro vetores mais próximos. ....	52
Figura 24 – Excertos do espaço vetorial representando as duas possíveis situações para obtenção do último vetor mais próximo do vetor normalizado de referência. ...	51
Figura 26 – Vetores espaciais de comutação normalizados para um circuito inversor com três por fase dispostos no plano gh. ....	53
Figura 27 – Diagrama de blocos da geração das variáveis do vetor normalizado de referência no Simulink. ....	55
Figura 28 – Formas de onda da tensão de fase normalizada amostradas na entrada do conversor no Simulink, com destaque para a distorção causada pela amostragem. ....	56
Figura 29 – Bloco “vectorgh” da etapa de conversão do sistema abc para o sistema gh no Simulink. ....	57
Figura 30 – Sinais do vetor d e formas de onda de $M_1$ , $M_2$ e $M_3$ decompostas em g (em preto) e h (em vermelho) no Simulink. ....	58
Figura 32 – Bloco do subsistema da etapa de conversão do sistema abc para o sistema gh no Simulink. ....	60
Figura 33 – Arquitetura lógica interna do subsistema de conversão em $M_g$ e $M_h$ no Simulink. ....	61
Figura 34 – Sinais lógicos internos ao subsistema de mudança de coordenadas para quatro ciclos de amostragem no Simulink, com destaques para as razões cíclicas sequenciais de cada ciclo. ....	62
Figura 35 – Formas de onda de $M_g$ e $M_h$ geradas pelo bloco no Simulink. ....	63
Figura 36 – Diagrama de blocos da etapa de mapeamento em matriz tridimensional de estados de comutação do conversor no Simulink. ....	63
Figura 37 – Formas de onda obtidas para $M_{ao}$ , $M_{bo}$ e $M_{co}$ no Simulink. ....	65
Figura 38 – Diagrama de blocos do processo de obtenção da matriz de comutação dos módulos a partir de $M_{ao}$ , $M_{bo}$ e $M_{co}$ no Simulink. ....	66
Figura 40 – Forma de onda de $M_{ao}$ e sinais de comando dos módulos $A_1$ , $A_2$ e $A_3$ no Simulink. ....	70

Figura 41 – Arquitetura lógica interna do bloco programável responsável pelo controle dos semicondutores no Simulink. ....	70
Figura 42 – Sinais lógicos internos ao bloco programável ao longo de três ciclos da frequência fundamental no Simulink. ....	71
Figura 44 – Sinais oriundos dos IGBTs da fase A e sinal de comando dos módulos A1, A2 e A3 no Simulink. ....	73
Figura 45 – Diagrama de blocos do circuito trifásico do conversor full-bridge modular multinível no Simulink. ....	74
Figura 46 – Diagrama de blocos do circuito trifásico completo simulado no Simulink. ....	75
Figura 47 – Formas de onda das tensões de fase e linha instantâneas e valor RMS da tensão (em azul) no motor no Simulink, para uma tensão de linha RMS de 4000V. ....	78
Figura 48 – Formas de onda das tensões de fase e linha instantâneas e valor RMS da tensão (em azul) no motor no Simulink, para uma tensão de linha RMS de 2000V. ....	79
Figura 49 – Formas de onda comparativas das tensões de fase de entrada e saída no Simulink, considerando tensões de 2000 e 4000V. ....	80

**LISTA DE TABELAS**

Tabela 1 – Vetores espaciais dispostos sequencialmente para condução dos semicondutores $S_1$ a $S_6$ para o circuito da Figura 5. ....	26
Tabela 2 – Vetores espaciais e tensões associadas para condução dos semicondutores $S_1$ a $S_6$ para o circuito da Figura 5. ....	27

## SUMÁRIO

SUMÁRIO.....	9
1. INTRODUÇÃO TEÓRICA .....	10
1.1. Contexto histórico .....	10
1.2. Introdução a acionamentos elétricos.....	12
1.3. O conversor de frequência.....	14
2. DESENVOLVIMENTO TEÓRICO .....	21
2.1. A transformada de Clarke .....	21
2.2. Introdução a topologias e vetores espaciais.....	24
2.3. Introdução à topologia de ponte-H em cascata.....	36
2.4. Estratégias de comutação e definição de razões cíclicas.....	44
2.5. O sistema de coordenadas $gh$ e a metodologia NTV .....	47
3. SIMULAÇÃO, RESULTADOS E DISCUSSÃO .....	55
3.1. Simulação .....	55
3.2. Discussão e conclusão .....	81
4. REFERÊNCIAS.....	83
5. ANEXOS .....	85
ANEXO A – Função <i>vectorgh.m</i> .....	85
ANEXO B – Função <i>ghToM.m</i> .....	86
ANEXO C – Função <i>MtoMabco.m</i> .....	87
ANEXO D – Função <i>ghMatrix_lowerCM.m</i> .....	88
ANEXO E – Função <i>Rotina_Inicializacao_Variaveis.m</i> .....	89

## **1. INTRODUÇÃO TEÓRICA**

Nessa seção, é dado o contexto histórico em torno do surgimento da necessidade da indústria mundial em adquirir equipamentos elétricos e, principalmente, dos conversores de frequência. Além disso, são expostos os conceitos básicos, prós e contras do conversor de frequência sob um ponto de vista técnico e de custo-benefício frente a outros métodos de acionamento, diante dos problemas mais comumente encontrados na atuação e partida de um motor elétrico.

### **1.1. Contexto histórico**

Após a revolução industrial no século 18 e dados seus enormes impactos sociais, econômicos e políticos, o conceito de produção sofreu transformação violenta e se tornou primordial na discussão do desenvolvimento socioeconômico de uma nação. No decorrer de suas variadas fases ao redor do mundo, com o passar do tempo, os países mais ricos e com maior visão para se adaptar mais rapidamente foram os que mais capitalizaram no advento dos processos maquinados e do uso do carvão mineral. Processos antes regidos por manufatura e artesanato se tornaram ineficientes, ao passo que o novo conceito de uma fábrica agora era figura comum nos grandes centros. Largos barracões passaram a ser utilizados para acomodar as grandes máquinas que regiam os processos industriais.

No intuito de alavancar o desenvolvimento individual de cada país na corrida pelo capital, grandes quantidades de recursos foram alocadas para as fábricas e no intuito de expandir a produção. Com isso, grandes quantidades de combustíveis fósseis eram utilizados todos os dias para processos variados, do têxtil ao alimentício. Tendo em vista o crescimento da demanda, os processos de extração desses recursos naturalmente foram sujeitos à grandes mudanças, visando o aumento do rendimento no tempo. (Rempel, s.d.)

A tecnologia também prosperou. Conforme os processos fabris amadureceram, incentivados por investimentos governamentais e privados, cresceu a competitividade entre diferentes fornecedores do mesmo produto ou serviço. Muitos monopólios foram erguidos em torno de ideias pioneiras, seja fabricando produtos inovadores ou com um grande diferencial de processo que reduzia dramaticamente o preço frente a possíveis competidores.

No panorama industrial moderno, a diferenciação entre concorrentes na prática é menor do que nunca. Isso se dá por diversos fatores:

- a inovação tecnológica como fator de liderança no mercado está confinada ao uso de patentes industriais (de duração finita);
- legislações trabalhistas e anti-monopólio contribuem para equiparar métodos e processos, de modo a proteger o consumidor e o trabalhador (SEURING; MÜLLER, 2008) contra estratégias de produção abusivas que trariam vantagem econômica injusta;
- globalização como fator de difusão de informação faz com que métodos e tecnologias de destaque sejam rapidamente instituídos e adquiridos em indústrias ao redor do mundo;
- iniciativas de cunho ambiental em variadas escalas que buscam proteger o equilíbrio ecológico do planeta e inibir a utilização abusiva dos recursos naturais (SEURING; MÜLLER, 2008), forçando o aparecimento de novas alternativas que colocam em risco anos de desenvolvimento e pesquisa em vários setores centrados nesse tipo de matéria-prima. (MUSTO; 2012)

Nesse contexto, o foco dos gerentes de indústria revolve em torno de inovação em várias frentes; alguns exemplos de iniciativas são a busca por novas parcerias e novos modelos de negócio, e a adaptação e entrada em setores tangentes, como o de serviços. No quesito tecnologia, essa busca ferrenha por diferenciais também cobra dos processos da planta uma performance de ponta.

O setor industrial no Brasil tem menos de um século de existência; na atual conjuntura, grande parte das fábricas do país se encontra em uma fase quase constante de readequação, que ocorre em velocidades que variam dentro dos setores da indústria, dependendo do investimento. Boa parte do parque industrial brasileiro ainda funciona com equipamentos e métodos muito antigos, que podem contribuir para ineficiências e falhas no processo que podem custar milhões de reais até mesmo à curto prazo. Além disso, a utilização negligente de recursos também provoca represálias do ponto de vista da sustentabilidade; esta está sujeita a limitações impostas pela legislação ambiental – que vem se adequando rapidamente no decorrer dos anos – e que também podem contribuir para uma

imagem denegrada da empresa na mídia, afetando o valor das ações e investimentos de empresas dos setores secundário e terciário, por exemplo.

Por conta disso, a cultura em relação a melhoria de processos vem mudando. Investimentos na diversificação da matriz energética vêm ao encontro do discurso ecosustentável, e mudanças da legislação vêm buscando atender melhor ao direito da população ao acesso a serviços públicos, incluindo setores como o do saneamento, que é parte da indústria. Dentro e fora do setor público, o gestor da planta industrial simultaneamente estabelece metas de produtividade e analisa a vida útil dos equipamentos empregados, o que afeta diretamente sua margem no fechamento do ano.

Assim, um modelo de equipamento industrial atraente para aquisição envolve ótima performance, longa vida útil e alta eficiência. Para gerar a energia necessária para as bombas, compressores, ventiladores, etc. nos processos industriais, o equipamento mais usado é o motor elétrico, que utiliza energia elétrica e tem bom desempenho. Em alguns setores, ainda é comum encontrar turbinas à vapor, que têm baixo custo inicialmente e que são mais simples, porém que também tem baixo rendimento por conta da troca de calor e das perdas envolvidas. Soluções que utilizam turbinas à vapor, conseqüentemente, perderam espaço, porém ainda são utilizados em indústrias onde há abundância de matéria prima (gás e vapor), de modo a gerar excedente de energia que pode ser utilizado ou comercializado. Motores à combustão, por sua vez, também apresentam rendimento baixo, são menos versáteis e produzem mais poluentes do que o motor elétrico.

## **1.2. Introdução a acionamentos elétricos**

Existe uma grande variedade de motores elétricos, desde os motores de comutação até os motores de ímã permanente ou de anéis; porém, o mais popular na indústria é o motor de indução trifásico, que apresenta menores gastos com manutenção e fabricação, além de atenderem um grande leque de cargas e potências. Motores de indução trifásicos podem ser ligados diretamente a uma rede de baixa ou média tensão para obter uma solução simples, econômica e robusta, porém não infalível.

Na partida, um motor de indução pode sofrer um pico de corrente de até 8 vezes o valor nominal. Por um curto período de tempo, essa condição não necessariamente afeta o enrolamento; porém, o afundamento de tensão resultante na rede pode afetar diretamente a tensão entregue a outros equipamentos conectados na mesma. Dependendo da impedância do sistema, a partida de um motor direto na rede pode causar maior ou menor afundamento: para sistemas “fortes” (com menor impedância de rede), as quedas de tensão são menos perceptíveis, porém, correntes de curto-circuito serão maiores. Inversamente, para sistemas com maior impedância de rede ou mais “fracos”, os afundamentos de tensão são maiores e as correntes tem picos menores.

Para solucionar esse problema, várias opções do mercado podem ser utilizadas em conjunto com o motor de indução, algumas sendo:

- Inserção de resistências na linha;
- Chave estrela-triângulo;
- Chave compensadora;
- Dispositivo soft-starter;
- Conversores de frequência.

A inserção de resistências na linha por meio de um reostato traz benefícios no processo de partida. Para motores de anéis e síncronos, elas podem ser utilizadas para fechamento dos enrolamentos assíncronos de partida, e, mais geralmente, limita a corrente de partida do motor, e conseqüentemente, o afundamento de tensão causado, aumentando o conjugado de partida. Após a partida, esse reostato pode ser retirado por meio do uso de interruptores, de modo a não operar continuamente no circuito, o que geraria perdas mais severas à longo prazo. O custo dessa solução para este fim é baixo, porém o fluxo de energia nas resistências no curto período transitório gera dissipações de energia por meio de calor.

A utilização de uma chave estrela-triângulo para reduzir a corrente de partida para aproximadamente  $1/3$  do seu valor usual é uma opção válida e mais eficiente. Há limitações, no entanto, no que diz respeito ao tipo de motor utilizado, e a necessidade de um sistema mais elaborado de controle, comutando-se manualmente ou por meio de relé temporizador. O motor deve ter seis terminais

de conexão, e todos devem ser acessíveis para incorporar o circuito de controle. Além disso, o torque de partida também é reduzido a 1/3 do nominal, o que pode não ser suficiente para partir certas cargas de torque constante ou inverso.

Um método similar, porém um pouco mais modular, envolve a utilização de chave compensadora ou autotrafo, que reduz a tensão entregue ao motor a apenas uma fração do valor nominal. De acordo com a escolha do *tap*, o motor parte com uma tensão e torque reduzidos à valores predeterminados, maiores ou menores; ao passo que a corrente e tensão do enrolamento primário é reduzida numa razão linear, a corrente do enrolamento secundário e torque do motor são reduzidos por uma razão quadrática. Apesar de operar com mais opções, muitas das dificuldades da chave estrela-delta ainda permanecem, e o custo aumenta significativamente em comparação com essa solução.

Dispositivos *soft-starters* são instrumentos dedicados exclusivamente para o ajuste da rampa de aceleração do motor; isso acontece por meio do emprego de tiristores de potência, que são ligados por uma fração de cada período, variando-se o ângulo de disparo de cada semicondutor e assim controlando a tensão RMS de saída, sem alterar a frequência do sinal elétrico aplicado no motor. Isso permite que a corrente utilizada seja a mínima necessária para acelerar a carga. Por conta do uso de semicondutores, o rendimento é muito superior – perdas na condução são desprezíveis –, e é possível ajustar a comutação para partir no período de tempo desejado. Porém, esse tipo de componente também causa aumento de custo em relação às alternativas anteriores, e dá origem à componentes harmônicas de corrente na rede, que dependendo da potência do equipamento e da corrente de curto-circuito da rede, podem ou não causar distúrbios significativos na atividade de outras cargas no barramento. Além disso, a tensão reduzida na partida limita o fluxo magnético induzido, e conseqüentemente o torque disponível na partida, o que constitui fator limitante para determinados tipos de carga, pois o torque do motor varia com o quadrado da tensão.

### **1.3. O conversor de frequência**

Finalmente, os conversores de frequência compõem a opção mais custosa inicialmente, porém a que oferece a mais vasta gama de benefícios. Além de permitir que o motor opere com partida por rampa de aceleração controlada, o controle da frequência e da tensão na saída permite que o motor opere abaixo de

sua rotação nominal sem limitações de torque de partida, por operar com fluxo magnético constante na região de operação, que é proporcional à relação entre tensão e frequência  $V/f$ . Esse tipo de operação permite que o inversor opere de maneira a trabalhar com fluxo e torque nominais, e também permite que haja economia de energia para alguns tipos de cargas cuja curva característica de torque por velocidade é quadrática. A relação entre a potência e o torque mecânico é dada por (1).

$$P = M \cdot \omega, \quad (1)$$

sendo  $P$  a potência entregue pelo motor em watts,  $M$  o torque mecânico do motor em N.m e  $\omega$  a velocidade angular do eixo em rad/s. Para cargas denominadas quadráticas, que são as mais comuns em aplicações industriais como bombas, ventiladores e alguns compressores, vale a proporcionalidade (2).

$$M = k \cdot \omega^2, \quad (2)$$

sendo  $k$  uma constante formada por parâmetros da carga, que quando substituída em (1), se torna (3).

$$P = k \cdot \omega^3, \quad (3)$$

sendo  $\omega = \frac{2\pi n}{60} \text{ rad/s}$  e  $n$  a velocidade de rotação mecânica em rpm.

Pode-se concluir a partir de (3) que, comparativamente, a utilização de conversor de frequência ao invés de válvula no controle da vazão do equipamento traz ganho de eficiência ao reduzir a velocidade nominal da própria bomba, inversamente às perdas causadas pela válvula. Assim, pode-se reduzir consideravelmente o uso da energia elétrica sem afetar significativamente o desempenho do conjunto sob as mesmas condições de vazão e queda de pressão.

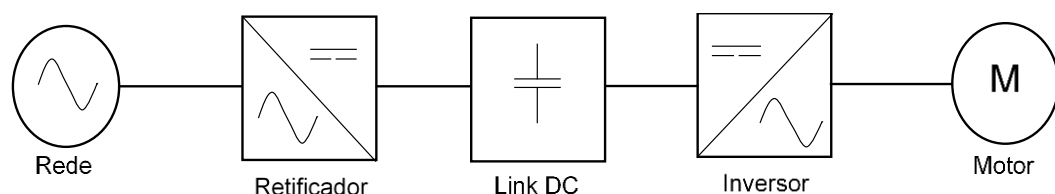
Outras características do conversor de frequência também envolvem melhor proteção do motor e modularidade. Os benefícios à longo prazo andam em linha com a necessidade geral por maior eficiência e rendimento nos processos industriais, e várias soluções para os pontos negativos do uso desse tipo de acionamento estão disponíveis por meio de periféricos e tecnologias que resultam em aumento de disponibilidade, confiabilidade e filtragem/cancelamento de

componentes harmônicas. O avanço tecnológico também permite o aparecimento de novas possibilidades e topologias para melhorar a performance do equipamento. A tecnologia de conversores multinível é um exemplo deste desenvolvimento, uma vez que estes permitem um menor nível de distorção harmônica de corrente consumida pelo equipamento e forma de onda de alimentação do motor que incide no mínimo de desgaste na isolação e redução de temperatura de operação.

Modelos construtivos de conversores de frequência evoluíram constantemente no decorrer dos anos, com diferentes fabricantes, configurações e princípios de funcionamento. O uso desse tipo de equipamento geralmente é associado com arranjos eletrônicos centrados em parâmetros como frequência de comutação, distância de cabeamento, perdas, geração de componentes harmônicas e velocidade de resposta. A escolha de dispositivo semicondutor, construção eletrônica e de tipo de modulação refletem diretamente a estratégia utilizada e as aplicações nas quais determinado modelo de conversor seria empregado. O conceito geral de um conversor de frequência está presente na Figura 1.

O fornecimento de energia em uma planta industrial é dado por meio de rede trifásica em média ou alta tensão. A corrente então é retificada em uma ponte de dispositivos semicondutores (mais comumente diodos e até tiristores, para os casos em que há maiores potências e necessidade de controle da tensão do barramento CC) e a energia é armazenada nos componentes que compõem o circuito intermediário. Neste estudo, serão levados em conta conversores do tipo VSI (do inglês *voltage source inverter* ou inversor por tensão imposta), cujo circuito intermediário é composto por capacitores.

Figura 1 – Diagrama representativo da estrutura de um conversor de frequência.



Fonte: elaborado pelo autor.

Por fim, o circuito inversor propriamente dito é composto por ponte de semicondutores controlados, que comutam sequencialmente em ciclos de atividade de modo a produzir forma de onda na frequência e amplitude desejadas na saída. Esse conceito geral é universal, porém a construção de cada um desses circuitos varia de diferentes maneiras construtivas e funcionais.

Uma das possíveis barreiras em relação à utilização de conversor de frequência é a preocupação com a vida útil do motor. Devem-se levar em conta quatro fatores ao se tratar de aplicações de conversores de frequência alimentando motores elétricos:

- o fator térmico, determinado em parte pelas perdas nos enrolamentos devido ao aumento de temperatura nos enrolamentos estatóricos e rotóricos do motor por conta da distorção harmônica de corrente originada do conversor, devido ao aumento do valor RMS da corrente, uma vez que apenas a componente fundamental resulta em trabalho útil no eixo e perdas Joule são geradas por conta das demais componentes. Além disso, as correntes de Foucault também geram perdas no núcleo do motor;
- o fator da isolação, determinado pela comutação dos dispositivos semicondutores, cujo tempo de subida da tensão coletor-emissor é da ordem de décimos de microssegundos;
- a tensão pico-a-pico, dependente da tensão do barramento CC e da topologia empregada, bem como a escolha de tipo e comprimento de cabo, os quais podem causar reflexões de onda, aumentando o valor instantâneo de tensão no motor, devem ser levados em consideração;
- as oscilações de torque causadas pelas componentes harmônicas, que causam vibrações torsionais no sistema mecânico. Em acionamentos com inversores PWM, as frequências dominantes do torque oscilante são determinadas pela frequência dos pulsos, enquanto suas amplitudes dependem da largura do pulso. Torques oscilantes de até duas vezes a frequência de comutação são gerados, porém, normalmente não chegam a prejudicar o sistema,

pois sua frequência está muito acima das frequências mecânicas críticas (WEG, [s.d.]);

- a tensão de modo comum, que é causada pela ocorrência de diferença de potencial entre os pontos neutros da carga e da fonte. Quanto maior a magnitude dessa tensão, maior o fluxo de correntes parasitas entre o eixo e a carcaça do motor através dos mancais do rolamento, de modo a potencialmente reduzir a vida útil dos mesmos.

Outro ponto importante na escolha da topologia do conversor é o circuito de potência em si. Em baixas potências, o conversor de baixa tensão possui atuação satisfatória para aplicações gerais utilizando-se o circuito intermediário da Figura 1; porém, para maiores potências, a utilização de semicondutores de potência que suportem tensões reversas compatíveis com média tensão se apresenta como um obstáculo. A oferta para esses componentes é limitada, ainda mais para maiores níveis de tensão, e, portanto, tem maior custo. Isso pode ser solucionado por meio do uso de múltiplos semicondutores em série, porém há a necessidade de se gerir de alguma maneira o balanceamento da tensão em cada ramo do circuito (HOLMES; LIPO, 2003).

Neste trabalho, será discutida a topologia de ponte-H em cascata, que, como conversor multinível, apresenta seus próprios desafios: quanto maior o número de níveis de tensão de saída, é possível atender maiores níveis de potência; porém, a complexidade dos circuitos aumenta, e maior é o número de possíveis estados de comutação do conversor (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001). Considerando que o número de estados influencia diretamente na velocidade de comutação dos semicondutores e que esse número cresce não-linearmente com a potência fornecida, a implementação de um modulador eficaz que atenda diferentes tamanhos de motores se torna cada vez mais difícil.

No contexto da eletrônica de potência, modulação é o processo de comutação dos dispositivos eletrônicos num circuito de um estado a outro. Mais especificamente, modulação é o método escolhido para determinar a sequência e a duração dos pulsos de atividade de cada semicondutor controlado, e conseqüentemente, as razões cíclicas de cada um desses componentes no circuito inversor. Nesse processo de definição, é importante levar em conta fatores

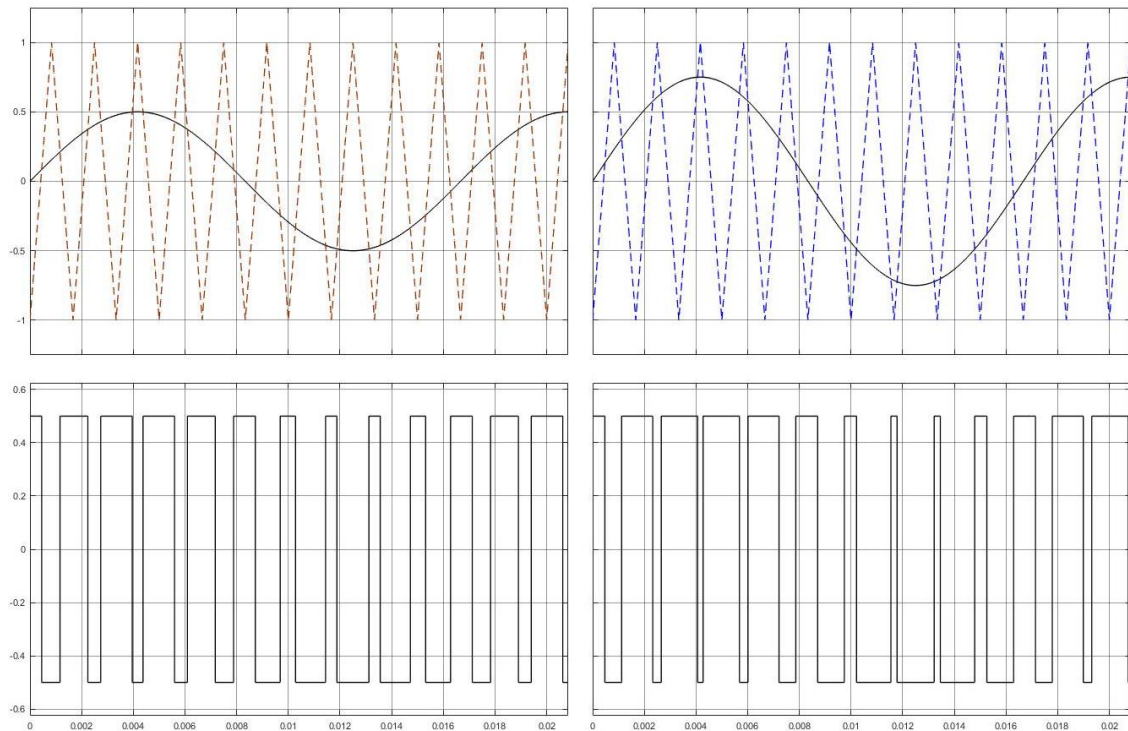
como a escolha e parâmetros físicos do semicondutor, as reflexões de onda no condutor, requerimentos de controle e eficiência do algoritmo. Idealmente, a modulação escolhida utiliza componentes de baixo custo, duradouros e com resposta suficientemente rápida, não afeta a operação e vida útil do conjunto motor-inversor e tem um algoritmo de rápido processamento, não ocupando espaço desnecessário de armazenamento de dados.

O método que será expandido nesse trabalho será baseado na modulação por largura de pulso, ou PWM. Esse método tem por objetivo ajustar diretamente a largura de pulso da tensão por meio de comutações dezenas de vezes mais rápidas do que o período da corrente desejada, de modo a resultar uma forma de onda de corrente praticamente senoidal. O PWM oferece uma tensão RMS de saída reduzida em relação a métodos mais antigos, porém seus benefícios são numerosos, como rápida resposta e controle eficiente em baixa e média tensão. Dessa maneira, é importante entender a complexidade das variáveis envolvidas nos possíveis tipos de implementação desse método e as limitações físicas que se impõem para cada uma delas.

O PWM pode ser implementado por meio de onda portadora, método também chamado de PWM senoidal ou SPWM, cuja forma de onda pode ser visualizada na Figura 2. Uma onda em formato dente-de-serra ou triangular de alta frequência é utilizada em conjunto com a onda de referência na frequência fundamental; por meio de um circuito comparador relacionando ambas as ondas, pode-se obter uma forma de onda discreta em dois níveis. A onda resultante irá gerar a tensão de fase na saída do circuito. Em comparação com o método utilizando PWM senoidal, o método de vetores espaciais possui diferenças em performance espectral e maior diversidade de métodos de redução de tensão de modo comum, além de vantagens relacionadas com maiores níveis de tensão de saída sem injeção de terceira harmônica (ZHOU; WANG, 2002) e maior velocidade do sistema de controle, resultando na possibilidade de melhor performance dinâmica ao permitir a definição instantânea do vetor de tensão.

Logo, para reproduzir a tensão de entrada por meio de comutação sem que o conversor atue reduzindo a vida útil do motor, se mostrará relevante a construção de um projeto eletrônico consistente e de um método eficaz, a fim de que a forma de onda seja a mais próxima possível do desejado. Sendo assim, o objetivo

*Figura 2 – Formas de onda (referência e de saída) para o método PWM senoidal e onda portadora triangular, para duas amplitudes diferentes (lado a lado).*



Fonte: elaborado pelo autor.

principal deste trabalho é a simulação de um algoritmo que não seja afetado por limitações computacionais em topologias de maior número de níveis (de modo a operar com versatilidade várias potências de motor) e que também reduza o efeito da tensão de modo comum no sistema conversor-motor.

É possível ver, nas duas formas de onda representadas na Figura 2, que variações na amplitude são obtidas por meio de variação da relação entre o tempo ligado e o tempo desligado do elemento semiconductor utilizado.

## 2. DESENVOLVIMENTO TEÓRICO

Uma vez definido o papel do conversor de frequência na indústria moderna, será necessário explorar as variáveis e filosofia do sistema conversor-motor, as relações entre elas e os resultados esperados. Adicionalmente, na seção de desenvolvimento teórico, serão abordadas diferentes construções de inversores e métodos de modulação, resultando no motivo para a escolha da topologia de ponte-H em cascata utilizando vetores espaciais.

### 2.1. A transformada de Clarke

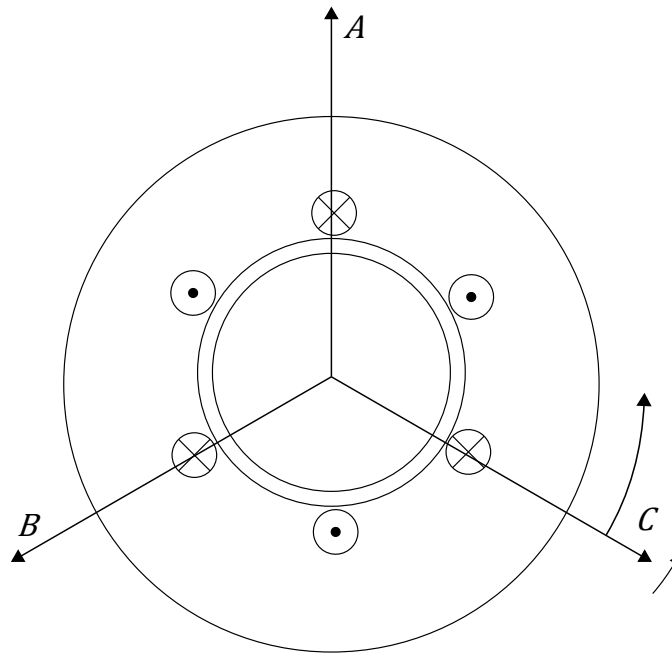
Um método de implementação da modulação PWM envolve os chamados vetores espaciais. A utilização de um espaço vetorial para determinar estados de comutação auxilia na visualização e na definição dos parâmetros necessários para a construção e refinamento do algoritmo.

Um vetor de tensão  $\vec{V}$  obtido pela representação de campos girantes da Figura 3 e no circuito com gerador (O) e motor (N), representado na Figura 4, pode ser definida por (4).

$$\vec{V} = V_{an} + V_{bn} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}}, \quad (4)$$

sendo  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  e  $V_{cn}$  as tensões de fase no motor (em relação ao ponto neutro N). Pode-se utilizar a fórmula de Euler para desmembrar as exponenciais em senos e cossenos de  $2\pi/3$ , de modo a obter (5).

Figura 3 - Representação da seção transversal de um motor de dois pólos e dos campos girantes que resultam na tensão  $V$ .

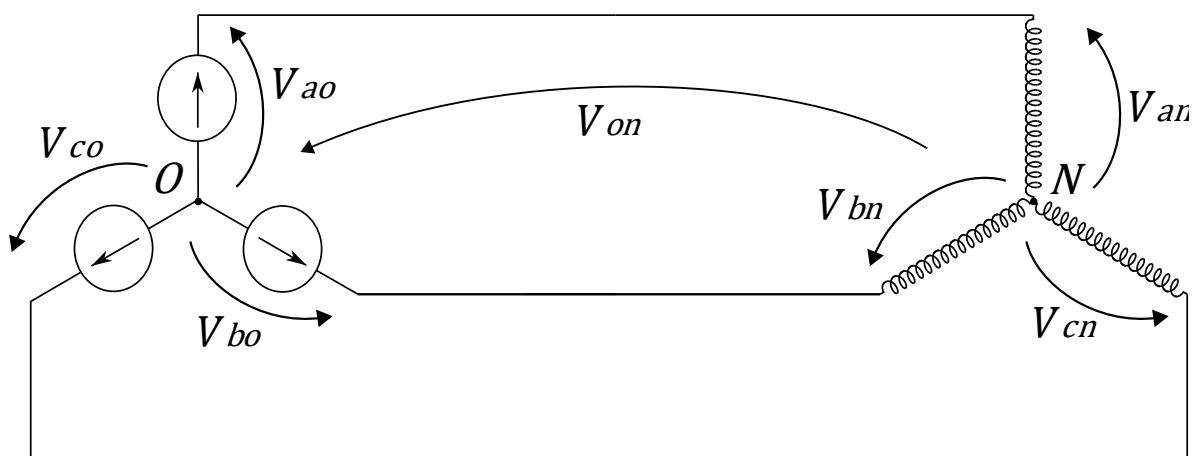


Fonte: elaborado pelo autor.

$$\vec{V} = V_{an} + V_{bn} \cdot \left[ \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + j \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right] + V_{cn} \cdot \left[ \cos\left(\frac{-2\pi}{3}\right) + j \cdot \sin\left(\frac{-2\pi}{3}\right) \right]$$

$$\vec{V} = V_{an} + V_{bn} \cdot \left( \frac{-1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) + V_{cn} \cdot \left( \frac{-1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (5)$$

Figura 4 – Representação de circuito trifásico.



Fonte: elaborado pelo autor.

A equação (5) ainda pode ser agrupada em componentes reais ( $V_x$ ) e imaginárias ( $V_y$ ) em uma matriz, de modo a obter (6).

$$\begin{bmatrix} V_{x_n} \\ V_{y_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

O sistema em (6) descreve adequadamente sistemas trifásicos simétricos e equilibrados. Porém, em sistemas cujas tensões diferem em amplitude ou fase, a soma das tensões de fase não é zero, ou seja, há aparecimento de tensão de modo comum. Dessa maneira, será definida a tensão de modo comum  $V_{on}$  pelas equações (7), (8) e (9), correspondentes aos três ramos de tensão no circuito da Figura 4.

$$V_{on} = V_{an} - V_{ao}, \quad (7)$$

$$V_{on} = V_{bn} - V_{bo}, \quad (8)$$

$$V_{on} = V_{cn} - V_{co}, \quad (9)$$

sendo  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  e  $V_{co}$  as tensões de fase no gerador (em relação ao ponto neutro O). Somando as equações (7), (8) e (9), e considerando tensão simétrica e equilibrada no gerador ( $V_{ao} + V_{bo} + V_{co} = 0$ ), é obtida. Agrupando-se em (6), é obtida (11).

$$3V_{on} = V_{an} + V_{bn} + V_{cn} - V_{ao} - V_{bo} - V_{co},$$

$$V_{on} = \frac{V_{an} + V_{bn} + V_{cn}}{3}, \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} V_{x_n} \\ V_{y_n} \\ V_{on} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Considerando o sistema trifásico generalizado de tensões definido no tempo formado pelo sistema (12), e substituindo esses valores de tensão em (4), obtém-se o vetor espacial da equação (13).

$$\begin{cases} V_{an} = V_m \cdot \cos \omega t \\ V_{bn} = V_m \cdot \cos(\omega t - 120^\circ), \\ V_{cn} = V_m \cdot \cos(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (12)$$

$$\vec{V} = \frac{3}{2} \cdot V_m \cdot (\cos \omega t + j \sin \omega t) = \frac{3}{2} \cdot V_m \cdot e^{j\omega t}, \quad (13)$$

sendo  $V_m$  a amplitude da tensão de fase. Observando-se (13), é possível concluir-se que o módulo da tensão é dado por (14).

$$|\vec{V}| = \frac{3}{2} \cdot V_m. \quad (14)$$

Por meio de (11), qualquer sistema trifásico pode ser descrito em três variáveis e sistemas simétricos equilibrados usando apenas duas variáveis. Porém, observando (14), é possível inferir que a magnitude do fasor de tensão resultante é maior que a magnitude da função original que descreve a circunferência de raio unitário. Por conta disso, (11) é corrigida de modo a obter a equação (15).

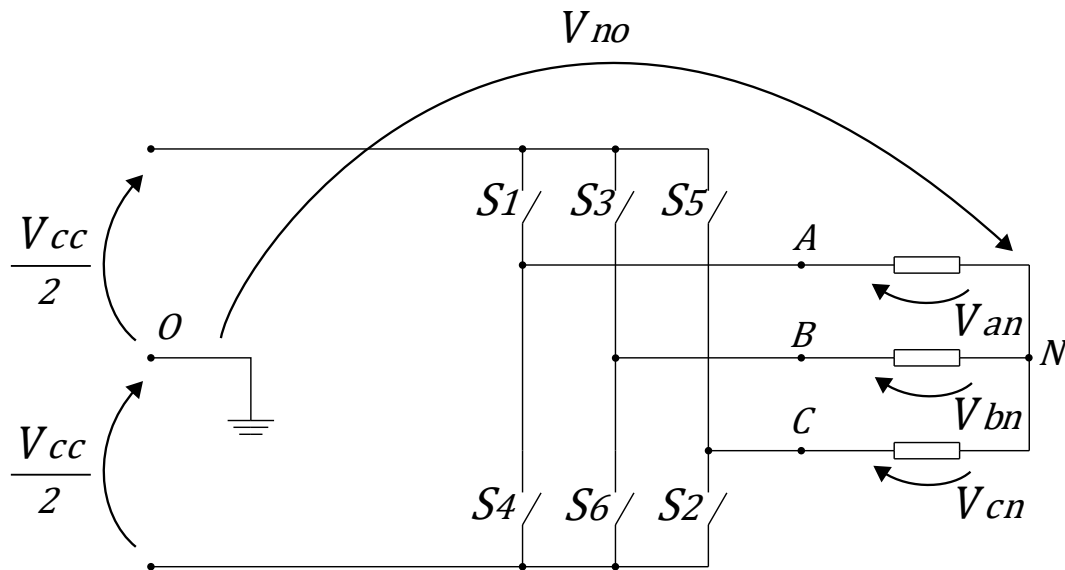
$$\begin{bmatrix} V_{x_n} \\ V_{y_n} \\ V_{o_n} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

A equação (15) é denominada transformada de Clarke; ela é empregada a fim de simplificar a visualização e a análise de circuitos trifásicos, e será fundamental na construção do método sugerido de modulação. Tendo essa análise em mente, será necessário agora entender os componentes reais, imaginários e a tensão de modo comum presentes em um conversor de frequência, onde as tensões não são senoidais, mas resultam de um barramento CC com modulação PWM.

## 2.2. Introdução a topologias e vetores espaciais

Em relação a escolha de topologias de conversor, é interessante abordar o conversor de dois níveis, uma topologia mais simples, representada na Figura 5. Nele, é possível obter dois valores de tensão,  $V_{dc}/2$  e  $-V_{dc}/2$ .

Figura 5 – Circuito representativo de um inversor de dois níveis com carga conectada em estrela.



Fonte: adaptado de (MISHRA; SEN, 2014).

Considerando-se o novo circuito da Figura 5, em raciocínio análogo, podem ser utilizados os três ramos para definição da tensão de modo comum no motor  $V_{no}$ . Isso pode ser feito considerando a tensão no motor como sendo simétrica e equilibrada ( $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ ) e somando as equações (16), (17) e (18), obtendo (19).

$$V_{ao} = V_{no} - V_{an}, \quad (16)$$

$$V_{bo} = V_{no} - V_{bn}, \quad (17)$$

$$V_{co} = V_{no} - V_{cn}, \quad (18)$$

$$V_{no} = \frac{V_{ao} + V_{bo} + V_{co}}{3}. \quad (19)$$

É possível então estabelecer uma relação direta entre as tensões no conversor e no motor, substituindo (16), (17) e (18) em (7), (8) e (9). Escrito sob forma matricial, é obtida (20).

$$V_{an} = \frac{2}{3} \cdot V_{ao} - \frac{1}{3} (V_{bo} + V_{co}),$$

$$V_{bn} = \frac{2}{3} \cdot V_{bo} - \frac{1}{3} (V_{co} + V_{ao}),$$

$$V_{cn} = \frac{2}{3} \cdot V_{co} - \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo}),$$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot T_{ao} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Nota-se que a matriz  $T_{ao}$  que multiplica as tensões no conversor é singular, e, portanto, não possui inversa. Isso ocorre pois não é possível obter um único conjunto de tensões no conversor diretamente a partir das tensões desejadas do motor.

Agora, é possível substituir valores em (20), reescrevendo  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  e  $V_{co}$  em função da tensão  $V_{cc}$  do barramento, de acordo com as etapas de comutação em cada ciclo, descritas na Tabela 1.

*Tabela 1 – Vetores espaciais dispostos sequencialmente para condução dos semicondutores  $S_1$  a  $S_6$  para o circuito da Figura 5.*

<b>Vetor espacial</b>	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$
<b>IGBTs em condução (ON)</b>	$S_6$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$
	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$S_1$

Fonte: elaborado pelo autor.

Por exemplo, considerando o terceiro vetor espacial da tabela (sendo  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  os semicondutores em condução), pode ser verificado com o auxílio da Figura 5 que  $V_{ao} = -1/2 V_{cc}$ ,  $V_{bo} = 1/2 \cdot V_{cc}$  e  $V_{co} = -1/2 \cdot V_{cc}$ . Por meio de (20), são obtidos  $V_{an} = -1/3 \cdot V_{cc}$ ,  $V_{bn} = 2/3 \cdot V_{cc}$  e  $V_{cn} = -1/3 \cdot V_{cc}$ . Efetuando a soma vetorial do sistema acima em um vetor espacial resultante  $\vec{V}_3$ , obtém-se o vetor espacial  $\vec{V}_3$ , definido no equacionamento abaixo.

$$\vec{V}_3 = \left( -1/3 \cdot V_{cc} + \frac{1}{6} \cdot V_{cc} - \frac{1}{3} \cdot V_{cc} \right) + j \left( -\frac{\sqrt{3}}{3} \cdot V_{cc} + \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot V_{cc} \right) =$$

$$\vec{V}_3 = V_{cc} \cdot \left( \frac{-1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right),$$

sendo  $|\vec{V}_3| = V_{cc}$  e  $\arg(\vec{V}_3) = \tan^{-1}(-\sqrt{3}) = 120^\circ$ .

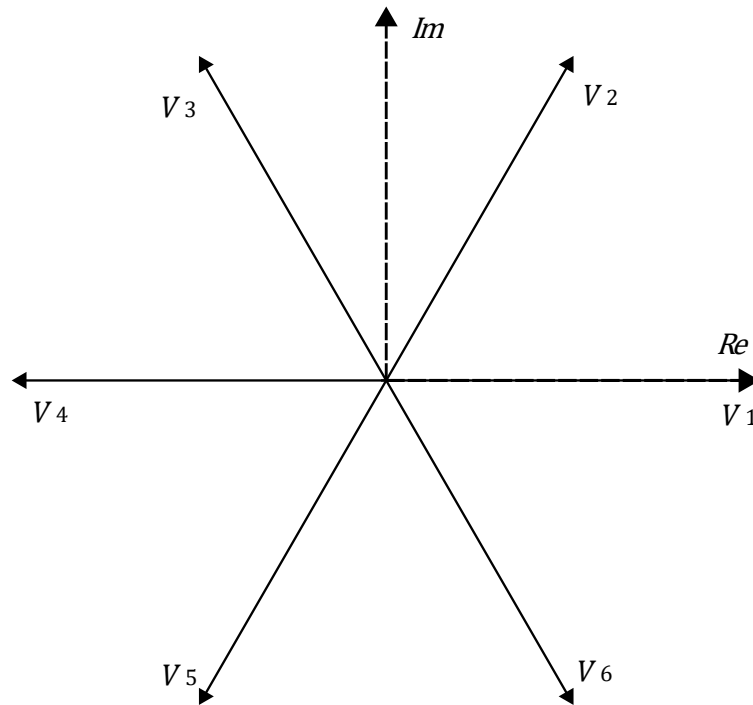
Considerando o sistema com inversor de seis semicondutores da Figura 5, há oito combinações de comutação possíveis, das quais apenas seis incorrem em um vetor espacial diferente de zero. Utilizando o mesmo procedimento para os outros cinco vetores da tabela e obtendo as tensões resultantes  $\vec{V}_1$  a  $\vec{V}_6$ , pode-se concluir que o módulo dessas tensões é constante e igual a  $V_{cc}$  e a fase varia em múltiplos de  $\pi/3$ , de modo a preencher a Tabela 2 e ocupar um espaço vetorial representado na Figura 6.

*Tabela 2 – Vetores espaciais e tensões associadas para condução dos semicondutores  $S_1$  a  $S_6$  para o circuito da Figura 5.*

Vetor espacial	$\vec{V}_1 = V_{cc}$	$\vec{V}_2 = V_{cc} \cdot e^{j\frac{\pi}{3}}$	$\vec{V}_3 = V_{cc} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$\vec{V}_4 = V_{cc} \cdot e^{j\pi}$	$\vec{V}_5 = V_{cc} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$\vec{V}_6 = V_{cc} \cdot e^{j\frac{5\pi}{3}}$
IGBTs em condução	$S_6, S_1, S_2$	$S_1, S_2, S_3$	$S_2, S_3, S_4$	$S_3, S_4, S_5$	$S_4, S_5, S_6$	$S_5, S_6, S_1$
$\alpha$ (graus)	$0 < \alpha < \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} < \alpha < \pi$	$\pi < \alpha < \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} < \alpha < \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} < \alpha < 2\pi$
$V_{an}$	$2/3 \cdot V_{cc}$	$1/3 \cdot V_{cc}$	$-1/3 \cdot V_{cc}$	$-2/3 \cdot V_{cc}$	$-1/3 \cdot V_{cc}$	$1/3 \cdot V_{cc}$
$V_{bn}$	$-1/3 \cdot V_{cc}$	$1/3 \cdot V_{cc}$	$2/3 \cdot V_{cc}$	$1/3 \cdot V_{cc}$	$-1/3 \cdot V_{cc}$	$-2/3 \cdot V_{cc}$
$V_{cn}$	$-1/3 \cdot V_{cc}$	$-2/3 \cdot V_{cc}$	$-1/3 \cdot V_{cc}$	$1/3 \cdot V_{cc}$	$2/3 \cdot V_{cc}$	$1/3 \cdot V_{cc}$
$ V_{result.} $	$V_{cc}$	$V_{cc}$	$V_{cc}$	$V_{cc}$	$V_{cc}$	$V_{cc}$
$\arg(V_{result.})$	$0^\circ$	$60^\circ$	$120^\circ$	$180^\circ$	$-120^\circ$	$-60^\circ$

Fonte: elaborado pelo autor.

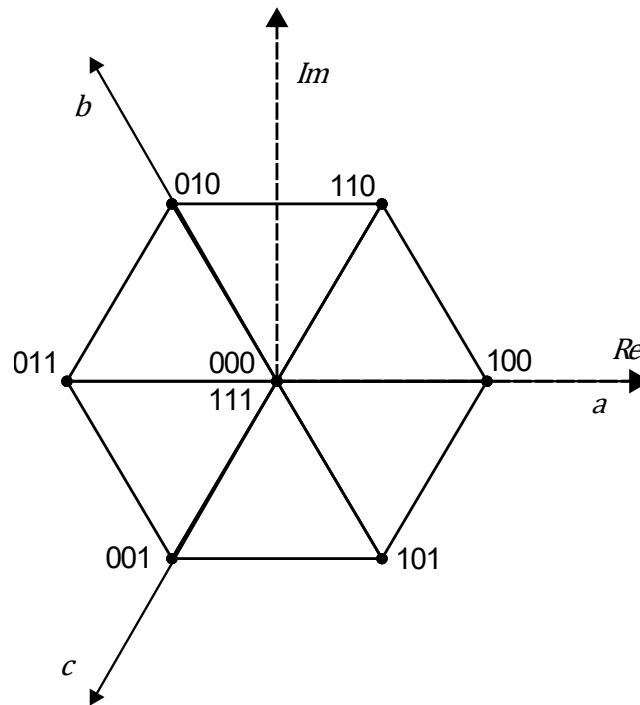
Figura 6 – Vetores espaciais de tensão de fase correspondentes às etapas de condução para um conversor de frequência.



Fonte: adaptado de (HOLMES; LIPO, 2003).

Para um conversor de dois níveis, como o utilizado de modelo até então, a Figura 7 representa as possibilidades de comutação de acordo com a Tabela 2 por meio de um hexágono equilátero; agrupando-se os IGBTs nos pares  $S_1$ - $S_4$ ,  $S_3$ - $S_6$  e  $S_5$ - $S_2$ , “1” indica que o semicondutor superior do par conduz e “0” indica que o semicondutor inferior do par conduz, em sua ordem respectiva – por exemplo, “010” indica que conduzem os IGBTs  $S_4$ ,  $S_3$  e  $S_2$  conduzem.

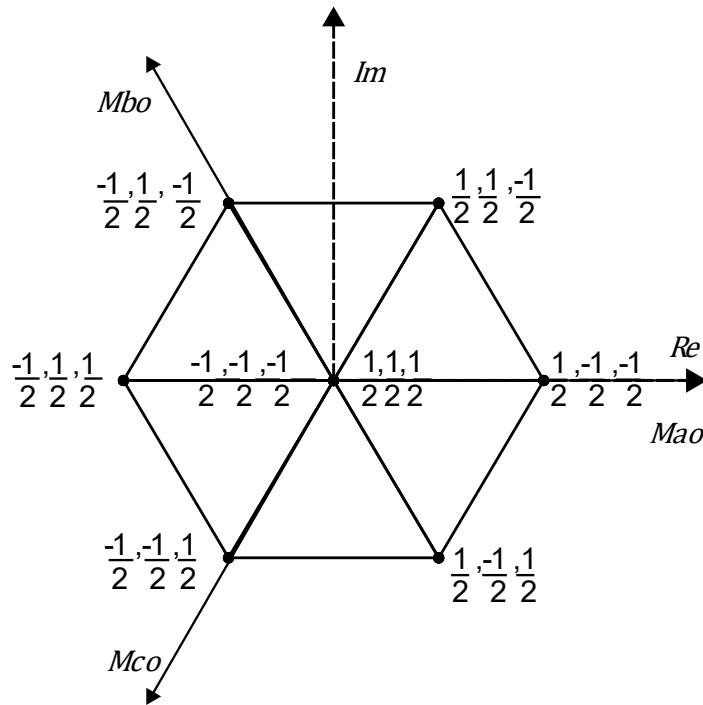
Figura 7 – Estados possíveis para um conversor trifásico de dois níveis.



Fonte: adaptado de (HOLMES; LIPO, 2003).

Neste plano, é possível fazer uma associação entre os estados de comutação e o vetor espacial de tensão correspondente. Abstraindo as informações do circuito da Figura 5 e da Tabela 2 e simultaneamente observando o espaço vetorial, é possível inferir visualmente relações diretas entre os estados de comutação e os vetores espaciais de tensão. Dessa maneira, é possível fazer uso de uma nova representação visual para todos os conversores, de tal modo a normalizar os vetores espaciais de tensão, obtendo vetores espaciais de estados de comutação (grafados por  $\vec{M}$ ) a partir das tensões  $\vec{V}$ , definidos de maneira geral por (21). Para o conversor de dois níveis até então abordado, a representação dos vetores normalizados é encontrada na Figura 8.

Figura 8 – Espaço de vetores espaciais normalizados para um conversor trifásico de dois níveis.



Fonte: adaptado de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001).

sendo  $M_{ao}$ ,  $M_{bo}$  e  $M_{co}$  os vetores normalizados de tensão de fase no conversor. O conceito de normalização é aplicável para todos os vetores de tensão na teoria de conversores de frequência; para um vetor de referência  $\overrightarrow{V_{ref}}$  ajustado pela correção sugerida em (15), é possível obter um  $\overrightarrow{M_{ref}}$  definido por (22) e (23).

$$\vec{M} = \frac{\vec{V}}{V_{cc}}, \quad (21)$$

$$\overrightarrow{M_{ref}} = \frac{\overrightarrow{V_{ref}}}{V_{cc}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_m}{V_{cc}} \cdot e^{\omega t}, \quad (22)$$

$$\overrightarrow{M_{ref}} = \frac{3}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{f_{rms}}}{V_{cc}} \cdot e^{\omega t},$$

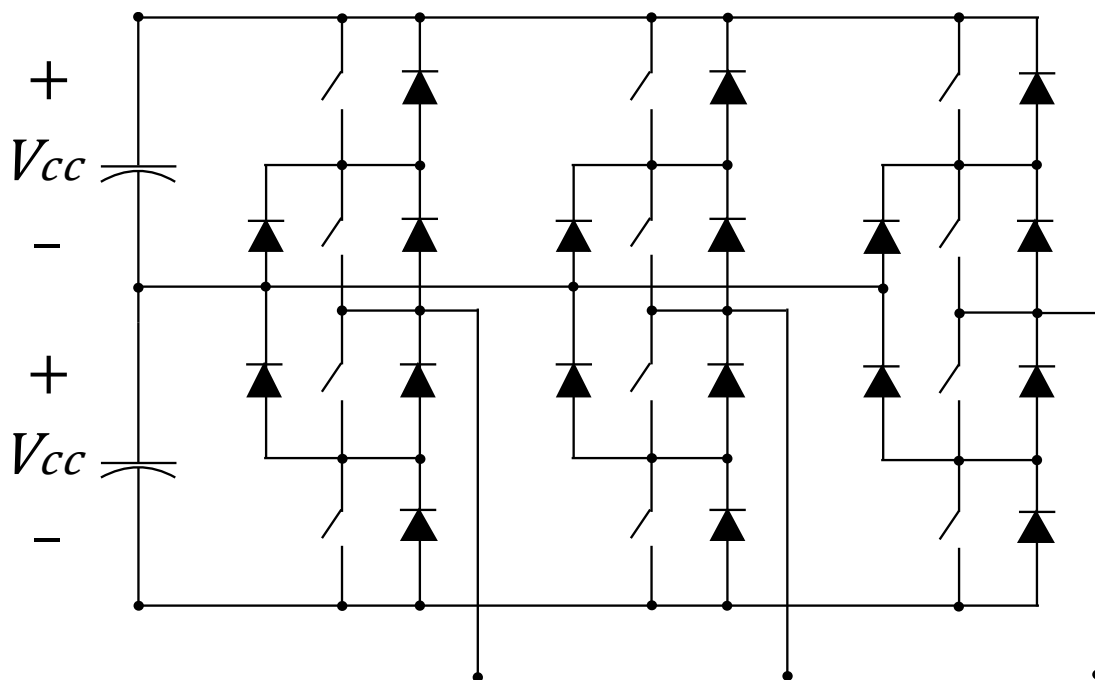
$$|\overrightarrow{M_{ref}}| = \frac{1}{V_{cc}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_{l_{rms}}, \quad (23)$$

sendo  $V_{f_{rms}}$  uma tensão RMS de fase e  $V_{l_{rms}}$  uma tensão RMS de linha.

A visualização do espaço vetorial com estados, exemplificada na Figura 7, permite uma análise dos componentes da onda trifásica na saída do inversor para cada estado de maneira individual; assim, pode-se elaborar uma estratégia de programação otimizada para cada comutação individual em determinada topologia.

Sob o interesse de trabalhar com uma solução mais versátil, uma possível variação de conversor de frequência é a de topologia multinível. Um exemplo de arranjo popular é a configuração NPC (*neutral point clamped*), cuja variação com três níveis é detalhada na Figura 9.

Figura 9 – Circuito eletrônico representativo de um inversor no arranjo NPC em três níveis.



Fonte: (HOLMES; LIPO, 2003).

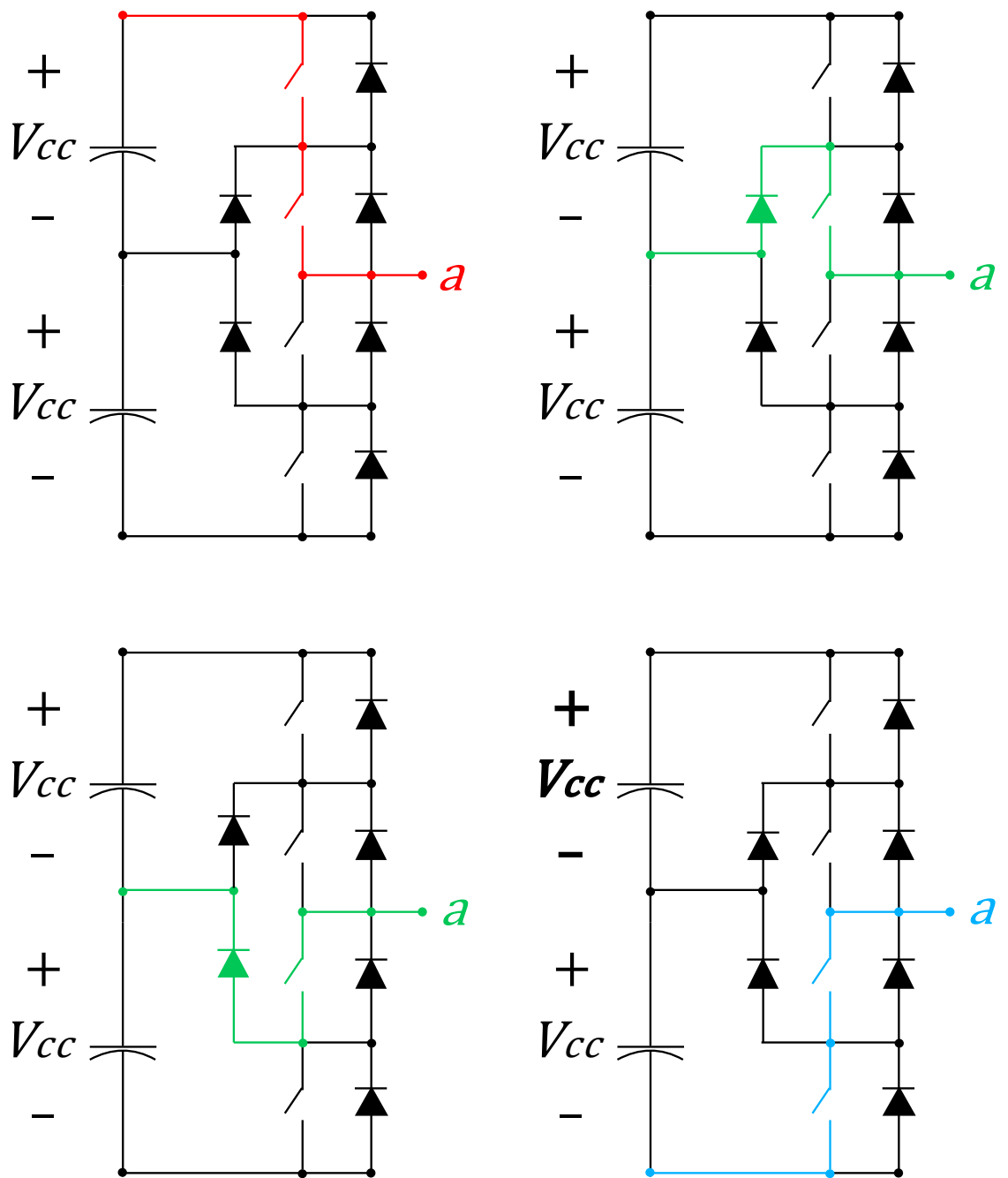
Nesse circuito, os dispositivos semicondutores em um mesmo ramo conduzem em pares, de modo a produzir três possíveis níveis de tensão nos terminais  $a$ ,  $b$  e  $c$  na saída:  $V_{cc}$ ,  $0$  e  $-V_{cc}$ , que podem ser obtidas de acordo com as etapas de condução na Figura 10; por conta disso, essa configuração é classificada como um inversor de três níveis. O maior ponto de distinção em relação a outras topologias inclui a utilização de um ponto central de tensão zero, permitindo que cada um dos semicondutores apenas precisem suportar metade da tensão reversa do barramento CC; porém, essa particularidade implica também na necessidade de um meio para balancear a tensão dos dois capacitores série.

Adiante, é possível visualizar os estados decorrentes do conversor NPC de três níveis. Após o agrupamento dos dispositivos semicondutores (representados nas figuras anteriores por interruptores), é possível obter tensões de magnitude:

- $V_{cc}$ , quando o par superior do ramo conduz, estado representado pelo algarismo 2;
- $0$ , quando ambos ou apenas um dos dispositivos centrais ao ramo conduzem, estado representado pelo algarismo 1;
- $-V_{cc}$ , quando o par inferior do ramo conduz, estado representado pelo algarismo 0.

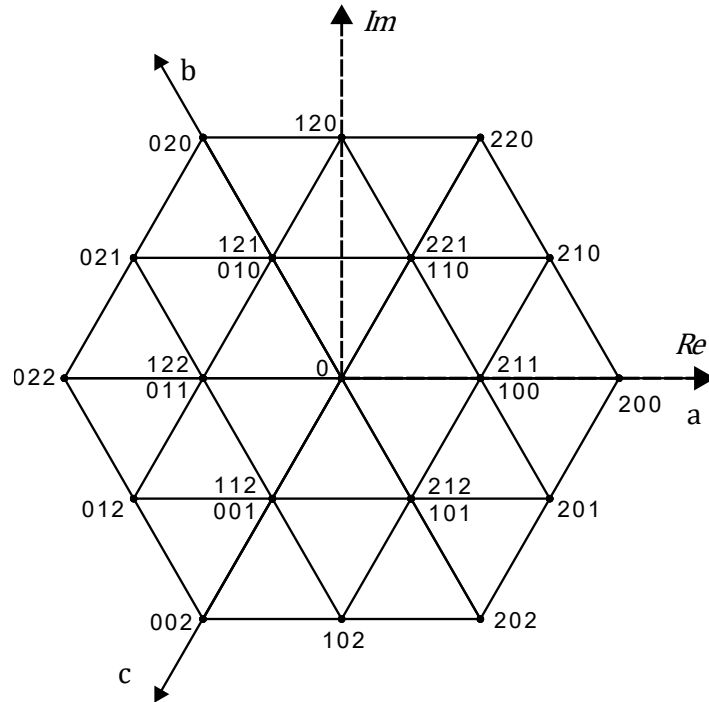
Dessa maneira, seguindo a ordem das fases  $abc$ , “211” indica que  $V_{ao} = V_{cc}$ ,  $V_{bo} = 0$  e  $V_{co} = 0$ . É interessante notar que, quanto maior o número de níveis, maior o número de possibilidades de tensões para o mesmo vetor espacial, o que é refletido na Figura 11, que mostra os estados possíveis no espaço vetorial. A Figura 12 representa o espaço vetorial de vetores de tensão normalizadas por  $V_{cc}$ .

Figura 10 – Etapas de condução de uma fase de um inversor no arranjo NPC, obtendo  $V_{cc}$ , 0 e  $-V_{cc}$ .



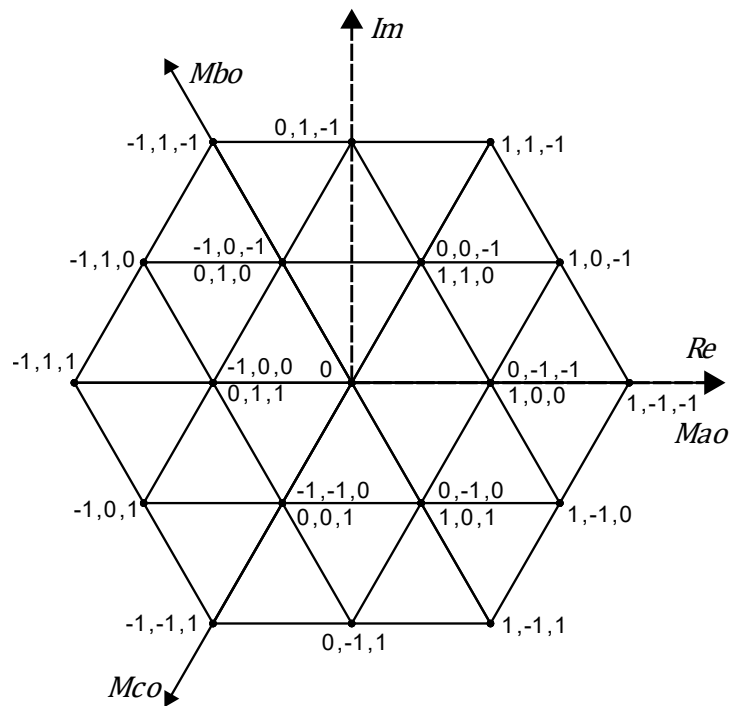
Fonte: adaptado de (HOLMES; LIPO, 2003).

Figura 11 – Estados possíveis para um conversor trifásico de três níveis.



Fonte: adaptado de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001).

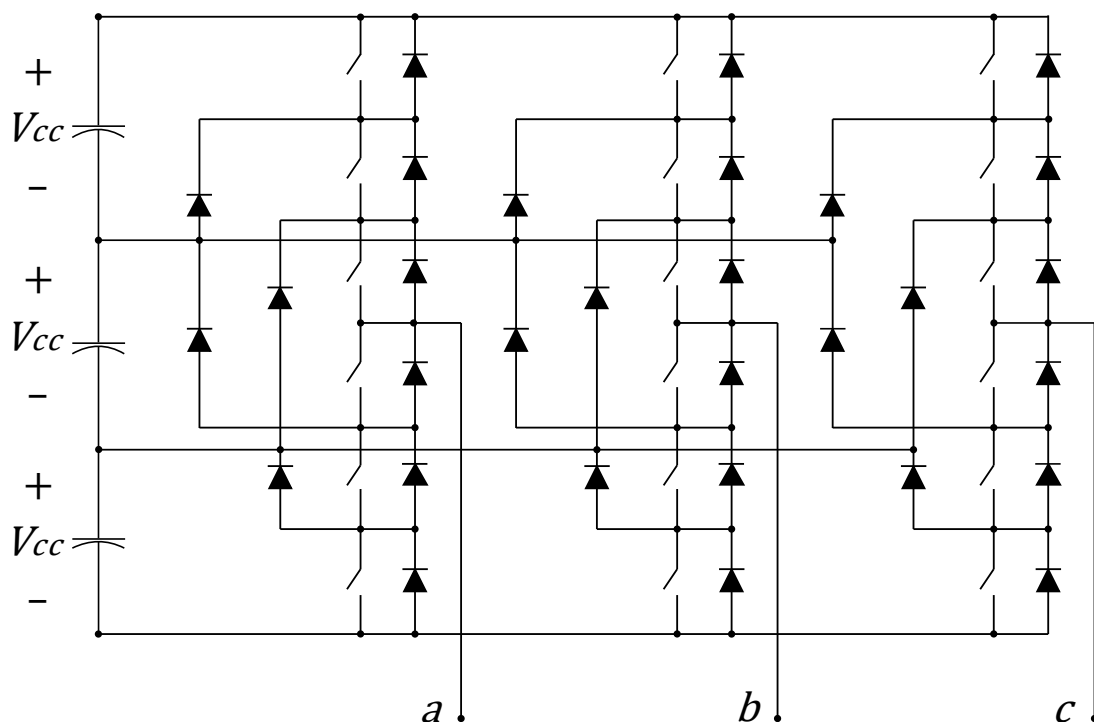
Figura 12 – Espaço de vetores espaciais normalizados para um conversor trifásico de três níveis.



Fonte: adaptado de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001).

Utilizando-se o mesmo princípio, a topologia NPC pode também operar em mais níveis, bem como outras topologias de *clamping* podem ser utilizadas, que estendem o número de tensões intermediárias e que, conseqüentemente, aumentam consideravelmente o número de níveis na tensão fase-neutro. Dessa maneira, implementações de circuitos de quatro e cinco níveis são perfeitamente possíveis nesse arranjo, podendo fornecer ao motor maior tensão de saída sem que os dispositivos semicondutores controlados sejam submetidos à tensões reversas maiores que a tensão  $V_{cc}$ . Porém, os diodos intermediários aumentam significativamente em número, aumentando possibilidade de falha de componentes; além disso, esses mesmos diodos são submetidos ao problema de severas tensões reversas anteriormente citado. Por conta disso, eles precisam ser dimensionados e escolhidos de acordo; na Figura 13, há uma representação de topologia de *clamping* de quatro níveis.

Figura 13 – Circuito eletrônico representativo de um inversor no arranjo diode clamping em quatro níveis.



Fonte: adaptado de (HOLMES; LIPO, 2003).

Assim, é possível inferir que, para maiores números de níveis de conversores, adiciona-se uma nova “camada” externa ao hexágono existente na representação de estados em vetores espaciais. Isso é reflexo do número de estados, que cresce com a potência da quantidade de níveis, apresentando desafios computacionais para a utilização de conversores multinível para maiores potências. Para melhor compreensão das topologias NPC multinível, sugere-se referir à bibliografia “Análise e projeto de um conversor NPC para interligação de sistemas de conversão de energia à rede elétrica”. Ivo Barbi e Xiaoming Yuan propuseram uma nova topologia para o conversor NPC com *diode clamping* que resolve o problema dos diodos em série do conversor NPC convencional. Nesta nova topologia, não somente as tensões dos semicondutores IGBT são grampeadas pelos diodos, mas também os próprios diodos são grampeados mutuamente (YUAN; BARBI, 2000).

### 2.3. Introdução à topologia de ponte-H em cascata

Uma possível alternativa à topologias que envolvem *diode clamping* é o conversor multinível de ponte-H em cascata (ou CHB, do inglês *cascaded H-bridge inverter*), que utiliza módulos ou células inversoras em série que podem fornecer os valores de tensão  $-V_{cc}$ , 0 e  $+V_{cc}$ . Cada um desses circuitos intermediários de capacitores são alimentados separadamente, usualmente como na Figura 14, utilizando-se transformadores especiais na entrada do conversor com defasagens entre sistemas trifásicos. Essa topologia é amplamente utilizada no mercado em tempos modernos e oferece uma série de vantagens:

- a separação entre os barramentos CC não demanda balanceamento. A tensão nesses barramentos depende apenas do enrolamento secundário do transformador que alimenta a ponte retificadora;
- o número de componentes eletrônicos diminui em comparação com as tecnologias que envolvem *diode clamping*;
- a isolamento galvânica proporcionada pelo transformador proporciona segurança ao conjunto e permite utilização de IGBTs de tensão nominal similares aos utilizados em conversores de baixa tensão;

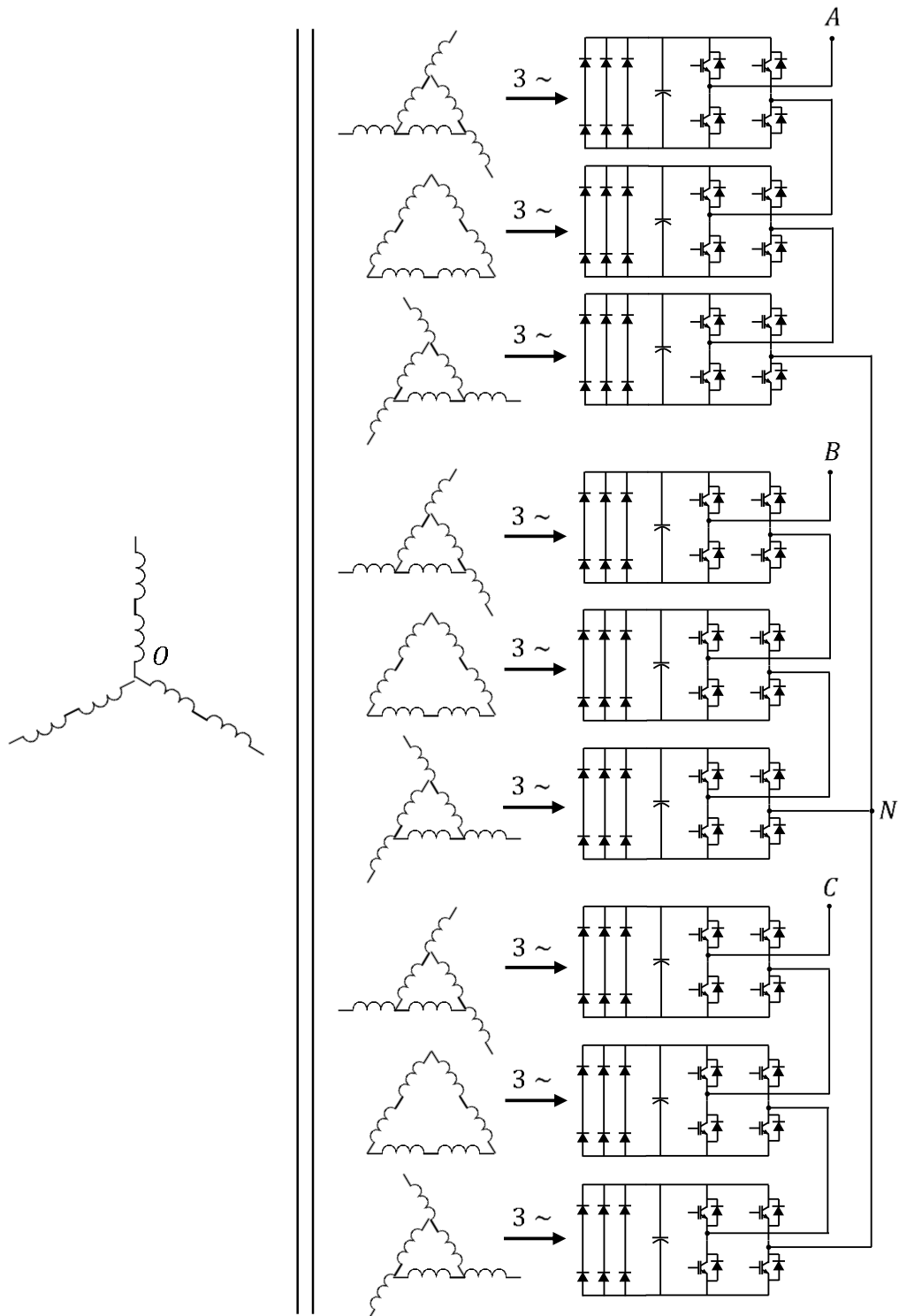
- por meio da defasagem entre fases citada anteriormente, são obtidas componentes harmônicas significativamente reduzidas na forma de onda da corrente de alimentação do conversor.

Para um melhor entendimento da estrutura do transformador delta estendido e como ela permite uma redução das componentes harmônicas na corrente do primário do transformador, consultar “*Modelling of “extended-delta transformers for power converters”* e “Transformadores para retificadores com múltiplos pulsos: cálculos comparativos para as configurações delta estendido, zigzague e polígono”. Na segunda, Reichert Farias mostra que a melhor configuração em função da menor necessidade de material para a construção do transformador é a configuração em delta estendido (FRANCESCO CAMPOSTRINI, 2016; REICHERT FARIAS, 2012).

O conversor de ponte-H em cascata também é uma variação de topologia multinível, pois a utilização desses módulos em grupo acarreta em maior número de níveis de saída. Esse tipo de circuito constitui um dos produtos mais completos e modulares, permitindo flexibilidade para atender várias potências de saída, juntamente com várias características que auxiliam a adequação para aplicação em um sistema já existente. Outros circuitos existem, específicas para determinadas aplicações e faixas de potência, porém este trabalho tratará apenas desta topologia.

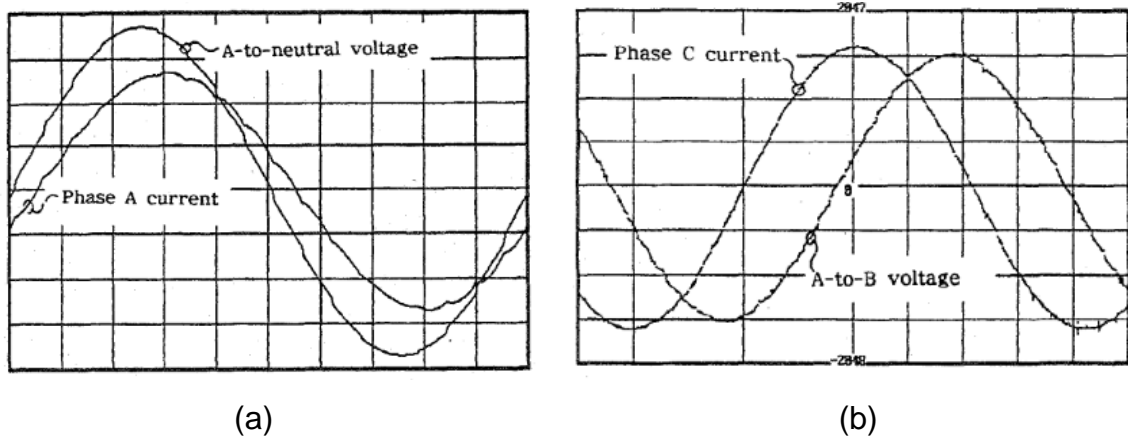
A análise de tensões e vetores espaciais demonstrada no capítulo anterior se aplica à topologias com circuitos inversores trifásicos; porém, como mostrado na Figura 14, a topologia de ponte-H em cascata consiste de vários módulos de potência monofásicos, com quatro IGBTs cada e pontes inversoras de baixa tensão conectadas em série. Além disso, por conta da construção do enrolamento secundário do transformador em delta estendido e o subsequente cancelamento de componentes harmônicas na entrada do sistema de potência, a distorção harmônica emitida para a rede é menos severa, de modo a mitigar possíveis efeitos colaterais em outros equipamentos. A Figura 15 mostra as formas de onda de entrada de tensão de fase e de corrente para diferentes quantidades de módulos por fase.

Figura 14 – Circuito representativo da topologia ponte-H em cascata com múltiplos enrolamentos secundários defasados alimentando três módulos por fase (conversor de sete níveis).



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 15 – Tensão de fase e corrente de entrada para conversores com três (a) e cinco (b) módulos por fase, respectivamente.

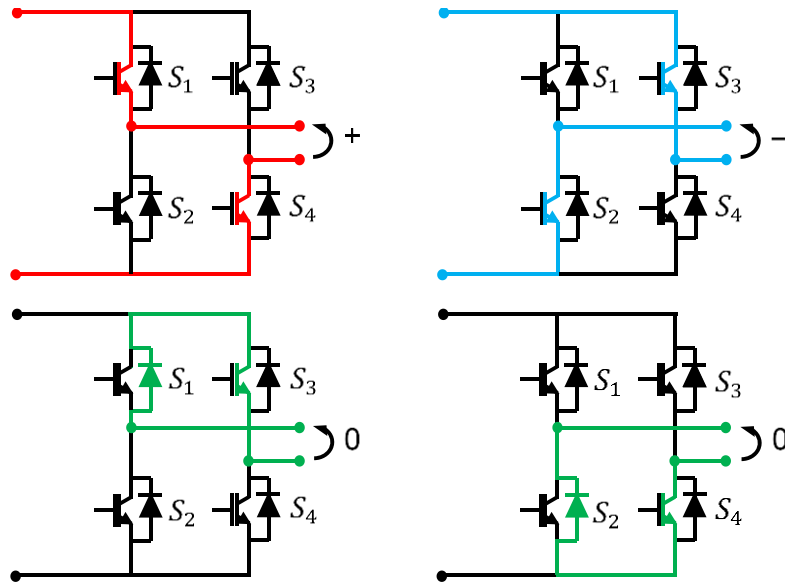


Fonte: (HAMMOND, 1997).

Para essa configuração, é necessário estudar os ciclos de operação do inversor: a Figura 16 mostra as possibilidades de comutação entre os pares de dispositivos; a partir dela, pode-se concluir que é possível obter  $-V_{cc}$ , 0 e  $V_{cc}$  na saída de cada módulo individual. Para as combinações que resultam em tensão zero, para cargas indutivas, o diodo de roda livre atua para que haja fluxo da corrente remanescente.

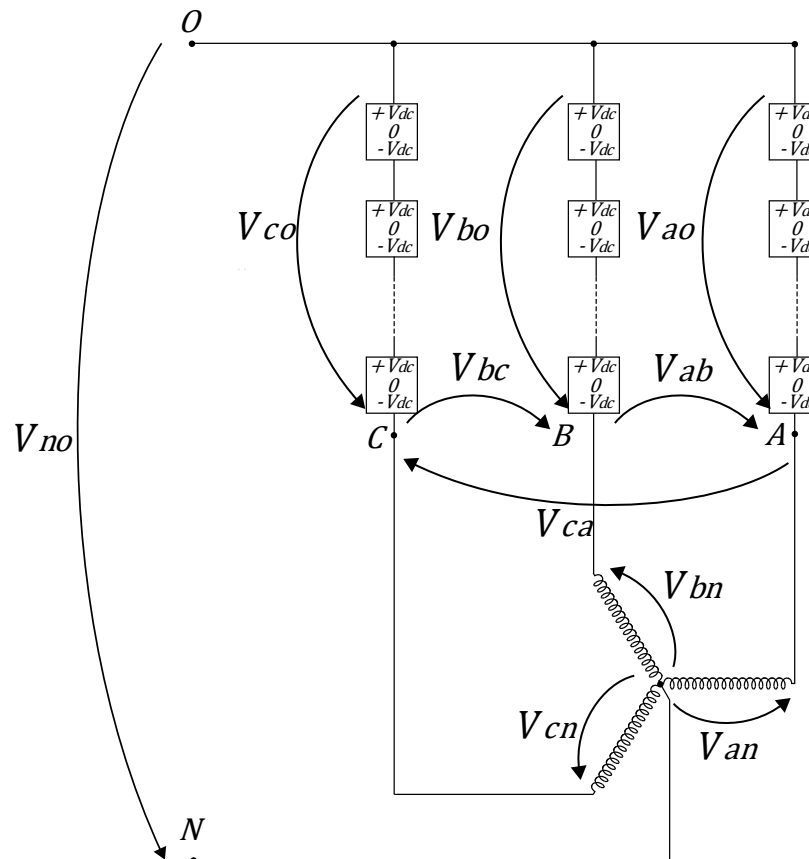
Considerando essa nova configuração, se faz necessário definir uma correlação entre o número de módulos e as tensões geradas na saída do conversor. Dessa maneira, será feito o raciocínio aplicado no circuito da Figura 5 tendo em mente a topologia de ponte-H em cascata na Figura 17.

Figura 16 – Etapas de condução do inversor na configuração ponte-H.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 17 – Circuito representativo de um conversor na configuração ponte-H em cascata.



Fonte: elaborado pelo autor.

Para essa análise, um ponto de partida pode ser o sistema de tensões de fase no conversor em função de  $V_{cc}$ , definindo-se o conjunto de equações (24), que substituído em (20), origina os conjuntos (25) e (26).

$$\begin{cases} V_{ao} = (-1)^{q_a} \cdot N_a \cdot V_{cc} \\ V_{bo} = (-1)^{q_b} \cdot N_b \cdot V_{cc} \\ V_{co} = (-1)^{q_c} \cdot N_c \cdot V_{cc} \end{cases} \quad (24)$$

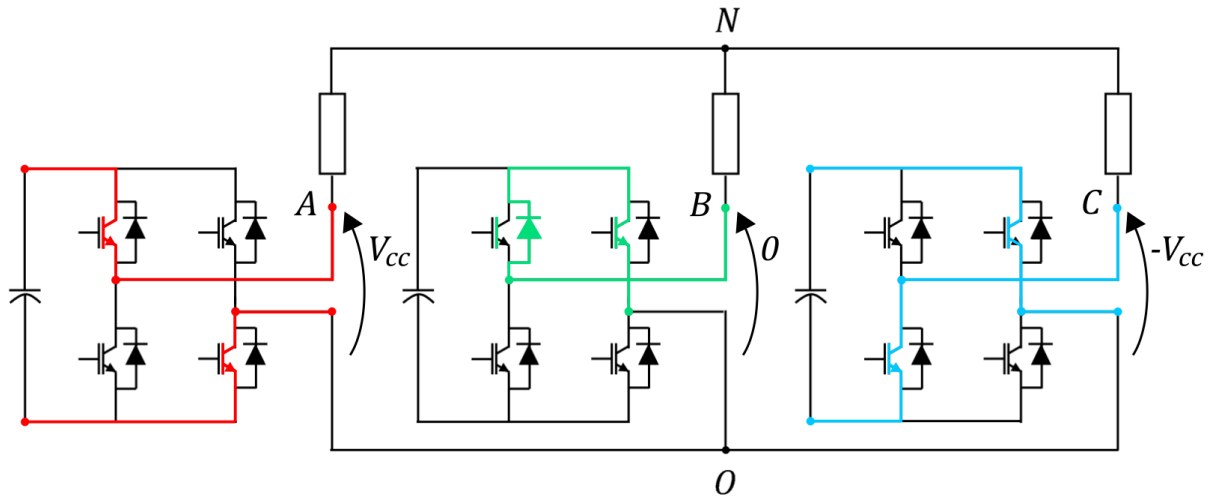
$$\begin{cases} V_{an} = V_{cc} \cdot \left\{ \frac{2}{3} \cdot [-1]^{q_a} \cdot N_a - \frac{1}{3} \cdot [(-1)^{q_b} \cdot N_b + (-1)^{q_c} \cdot N_c] \right\} \\ V_{bn} = V_{cc} \cdot \left\{ \frac{2}{3} \cdot [-1]^{q_b} \cdot N_b - \frac{1}{3} \cdot [(-1)^{q_c} \cdot N_c + (-1)^{q_a} \cdot N_a] \right\} \\ V_{cn} = V_{cc} \cdot \left\{ \frac{2}{3} \cdot [-1]^{q_c} \cdot N_c - \frac{1}{3} \cdot [(-1)^{q_a} \cdot N_a + (-1)^{q_b} \cdot N_b] \right\} \end{cases} \quad (25)$$

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{cc} \cdot [(-1)^{q_a} \cdot N_a - (-1)^{q_b} \cdot N_b] \\ V_{bc} = V_{cc} \cdot [(-1)^{q_b} \cdot N_b - (-1)^{q_c} \cdot N_c] \\ V_{ca} = V_{cc} \cdot [(-1)^{q_c} \cdot N_c - (-1)^{q_a} \cdot N_a] \end{cases} \quad (26)$$

sendo  $q_a$ ,  $q_b$  e  $q_c$  coeficientes que podem assumir os valores 0 e 1, definindo assim o sinal das tensões de fase  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  e  $V_{co}$ , e  $N_a$ ,  $N_b$  e  $N_c$  são coeficientes que variam de 0 a  $N$ , sendo  $N$  o número de módulos de potência por respectiva fase. Assim, dado um vetor de tensões, é possível obter a configuração de  $q_a$ ,  $q_b$ ,  $q_c$ ,  $N_a$ ,  $N_b$  e  $N_c$  necessária para obtenção da tensão instantânea de saída com as etapas de condução da Figura 16.

Por exemplo, podem ser utilizados os coeficientes  $q_a = 0$ ,  $q_b = 1$ ,  $q_c = 0$ ,  $N_a = 1$ ,  $N_b = 0$  e  $N_c = -1$  para um conversor ponte-H em cascata com um módulo por fase. Essas premissas resultam em  $V_{ao} = V_{cc}$ ,  $V_{bo} = 0$  e  $V_{co} = -V_{cc}$ ; assim, as configurações de controle da comutação para cada módulo de potência devem ser escolhidas de acordo com as etapas mencionadas, como mostrado no exemplo da Figura 18.

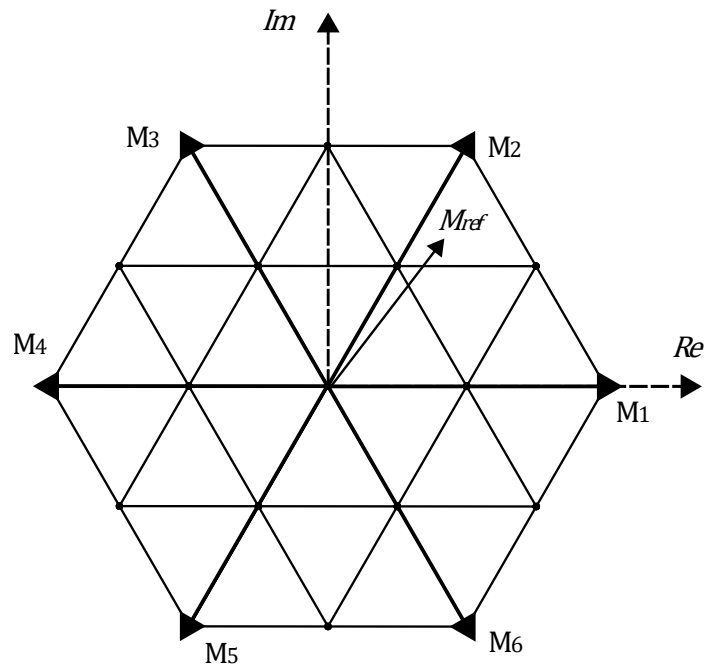
Figura 18 – Exemplo de circuito eletrônico representativo da topologia ponte-H em cascata com um módulo de potência por fase, dadas as premissas adotadas.



Fonte: adaptado de (MALINOWSKI et al., 2010).

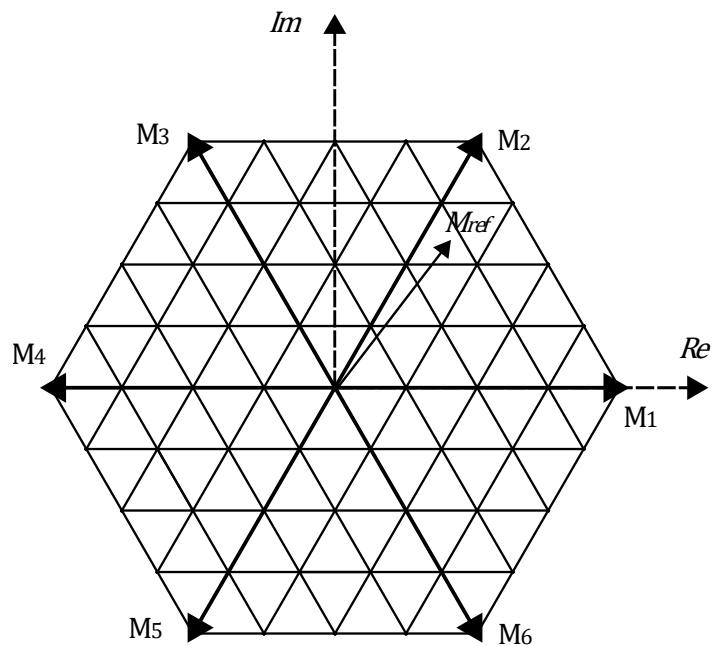
Então, para qualquer instante no tempo, é possível mapear os valores normalizados  $M_{ao}$ ,  $M_{bo}$  e  $M_{co}$  variando de  $-N$  a  $N$  em um espaço vetorial confinado entre  $-2N$  e  $2N$  nos eixos  $a$ ,  $b$  e  $c$  e obter os valores de tensão no motor com (25). Tanto a Figura 19 quanto a Figura 20 demonstram os espaços vetoriais dos conversores de ponte-H em cascata para um e dois módulos por fase, respectivamente.

Figura 19 – Vetores espaciais de comutação normalizados para um circuito inversor com um módulo por fase.



Fonte: adaptado de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001).

Figura 20 – Vetores espaciais de comutação normalizados para um circuito inversor com dois módulos por fase.

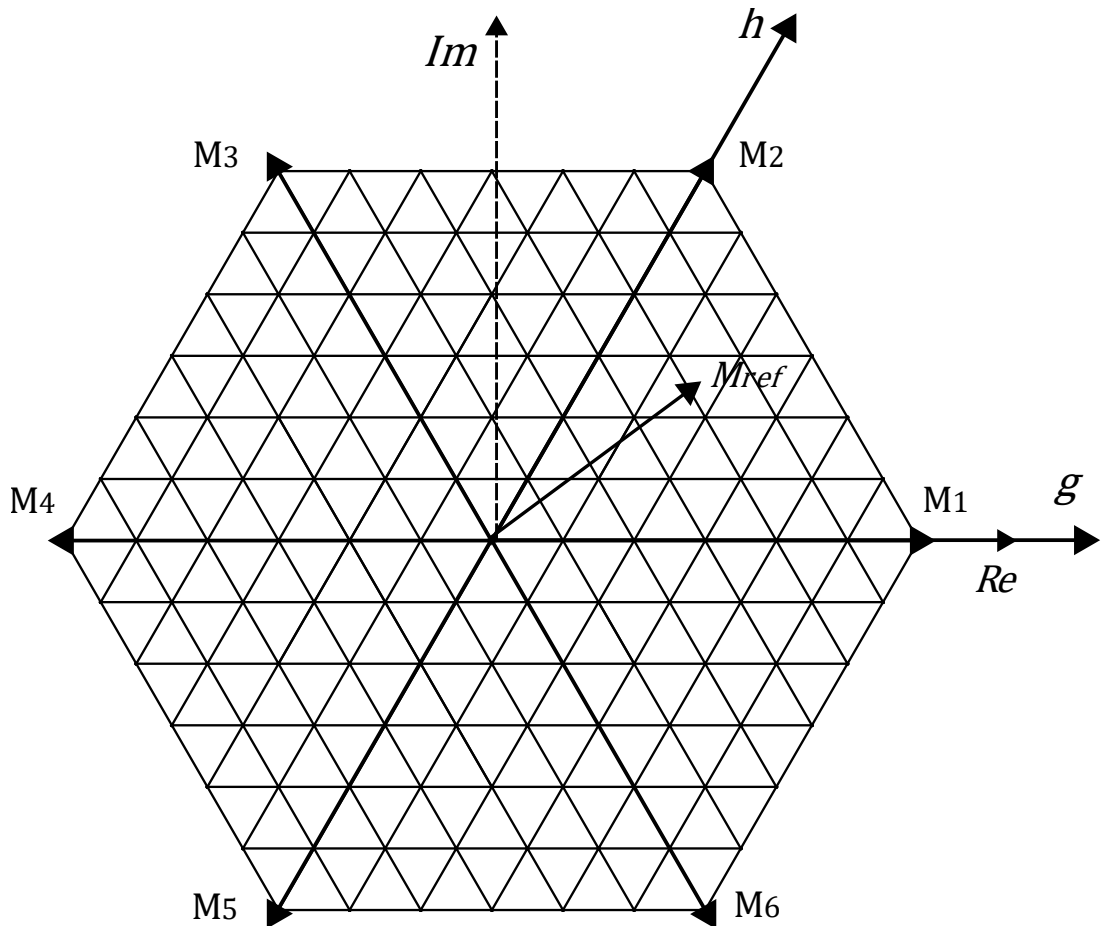


Fonte: adaptado de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001).

## 2.4. Estratégias de comutação e definição de razões cíclicas

No presente trabalho, o circuito que será simulado e utilizado como exemplo recorrente será o conversor de ponte-H em cascata com 3 módulos por fase, ou de sete níveis, como representado na Figura 21.

Figura 21 – Vetores espaciais de comutação normalizados para um circuito inversor com três módulos por fase.



Fonte: adaptado de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001).

O número de níveis do conversor de ponte-H em cascata varia de acordo com a equação (27), sendo  $N_{níveis}$  o número de níveis do conversor e  $N$  é o número de módulos por fase. O número total de estados é igual a  $2^{N_{níveis}}$ ; porém, desses estados, apenas são gerados  $N_{vetores}$  vetores diferentes de estado, dados pela equação (28).

$$N_{níveis} = 2 \cdot N + 1, \quad (27)$$

$$N_{vetores} = 1 + 6 \cdot \sum_{i=1}^{2N} i, \quad (28)$$

O número de estados já atinge as centenas em conversores com três módulos por fase ou mais. Como consequência direta disso, apresenta-se um percalço na elaboração de um algoritmo funcional e de rápida resposta, como citado anteriormente. É evidente que muitos dos estados são redundantes, uma vez que cada vetor pode ser obtido por meio de múltiplas combinações de tensão; por exemplo, para o conversor de cinco níveis da Figura 20, o vetor resultante nulo central ao hexágono pode ser obtido por meio de cinco possibilidades diferentes: todas as tensões  $M_{ao}$ ,  $M_{bo}$  e  $M_{co}$  normalizadas podem adotar os valores -2, -1, 0, 1 e 2. Esse grau de liberdade nos permite reduzir a tensão de modo comum estabelecida em (19); caso o algoritmo de controle seja implementado de tal maneira que a possibilidade com a menor soma de tensões de fase sempre seja escolhida, podemos garantir que o valor de  $V_{no}$  será sempre o menor possível.

Levando essa escolha em conta, se faz necessária a construção do algoritmo do modulador. Esse circuito fará a escolha do semicondutor que irá conduzir a cada ciclo de amostragem, e por quanto tempo este permanecerá neste estado; esse conceito é denominado razão cíclica. Em um único ciclo do vetor de referência, há determinado número de amostragens dos vetores que percorrem o espaço, e em cada amostragem, comutações de durações variadas. Existem inúmeras estratégias para determinar as combinações de razões cíclicas do conjunto de semicondutores para obter qualquer vetor resultante na saída; porém, a estratégia de comutação a ser empregada neste trabalho é o método NTV (sigla norte-americana para “*nearest three vectors*”), que utiliza os vértices mais próximos ao vetor e suas correspondentes configurações de condução para calcular o tempo de operação de cada semicondutor em determinado período de amostragem.

No método NTV, os dispositivos semicondutores que resultam nos três vetores mais próximos do vetor de referência são comutados a fim de se obter a melhor aproximação possível deste. Cada um desses três vetores opera por um determinado instante de tempo no ciclo de amostragem, que é proporcional à distância entre ele e o vetor de referência. Ao fim, a soma dos três intervalos resulta

no vetor de tensão desejado em determinado instante de tempo. Esse método permite a utilização de estratégias para minimização do *stress* nos semicondutores e possui performance espectral superior em relação a outros métodos (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001); por conta disso, ele é preferível perante outras alternativas. Desse modo, as razões cíclicas  $d_1$ ,  $d_2$  e  $d_3$  de um conjunto de semicondutores para esse método é determinado por (29) e (30).

$$\vec{M}_{ref} = d_1 \cdot \vec{M}_1 + d_2 \cdot \vec{M}_2 + d_3 \cdot \vec{M}_3, \quad (29)$$

$$d_1 + d_2 + d_3 = 1, \quad (30)$$

sendo  $\vec{M}_1$ ,  $\vec{M}_2$  e  $\vec{M}_3$  os três vetores normalizados adjacentes ao vetor de referência, e  $d_1$ ,  $d_2$  e  $d_3$  as parcelas de tempo normalizadas para um ciclo de amostragem. Logo, por meio da utilização de três combinações de estados (correspondentes a cada um dos três vetores adjacentes), o modulador pode calcular as parcelas de tempo necessárias para gerar a aproximação mais fiel ao vetor de tensão de referência em um dado período de amostragem.

Dessa maneira, pode-se utilizar um sistema com dois eixos intitulados  $g$  e  $h$  ao invés do sistema  $abc$  de modo a não ter perdas na generalização do algoritmo. Podemos assim otimizar significativamente o algoritmo nessa etapa, mantendo a ressalva de que será necessário converter os vetores de volta ao sistema  $abc$  ao fim do processo, e assim obter a melhor combinação de tensões para minimizar os efeitos no motor. Para isso, é adotada uma transformação matricial no sistema de vetores normalizados, elaborada na seção a seguir.

## 2.5. O sistema de coordenadas $gh$ e a metodologia NTV

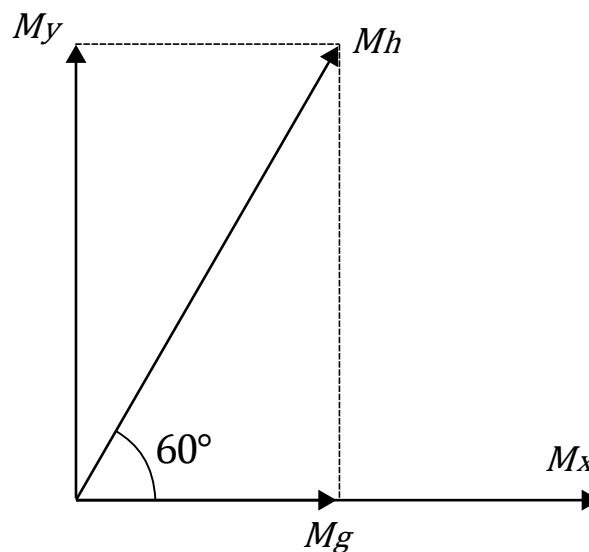
É sabido que os hexágonos que compõem os espaços vetoriais são formados por unidades triangulares equiláteras; portanto, para simplificar os cálculos, será utilizada uma matriz de transformação, que efetuará a mudança de coordenadas de vetores do plano  $xy$  para os eixos  $g$  e  $h$ , de modo que o eixo  $g$  estará alinhado com o atual eixo  $x$  e o eixo  $h$  estará a  $60^\circ$  deste. De maneira geral, podemos descrever essa transformação por meio de (31).

$$\begin{bmatrix} M_g \\ M_h \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{gh,xy} \cdot \begin{bmatrix} M_x \\ M_y \end{bmatrix}, \quad (31)$$

sendo  $M_g$  e  $M_h$  as componentes normalizadas em  $V_{cc}$  do vetor espacial a ser transformado,  $M_x$  e  $M_y$  as componentes normalizadas do vetor nos eixos real e imaginário e  $\mathbf{T}_{gh,xy}$  uma matriz de dimensões  $2 \times 2$  não singular que varia de acordo com a escolha de direções para os eixos  $g$  e  $h$ . Por conta disso, deve existir uma matriz  $\mathbf{T}_{xy,gh}$  tal que  $\begin{bmatrix} M_x & M_y \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_{xy,gh} \cdot \begin{bmatrix} M_g & M_h \end{bmatrix}^T$ . Como exemplo, a Figura 23 mostra o sistema de eixos de coordenadas  $gh$  normalizado para um conversor de sete níveis.

Para a obtenção de  $\mathbf{T}_{xy,gh}$ , é feita a decomposição dos eixos  $g$  e  $h$  em componentes nos eixos  $x$  e  $y$ , conforme a Figura 22.

Figura 22 – Relação entre vetores presentes nos sistemas de eixo  $gh$  e  $xy$ .



Fonte: elaborado pelo autor.

Decompondo-se os vetores  $M_g$  e  $M_h$  em vetores  $M_x$  e  $M_y$  de acordo com a figura, obtém-se  $M_x = M_g + M_h \cdot \cos 60$  e  $M_y = M_h \cdot \cos 30$ . Caso  $M_g$  e  $M_h$  sejam isolados, é produzida a matriz de transformação presente na equação (32).

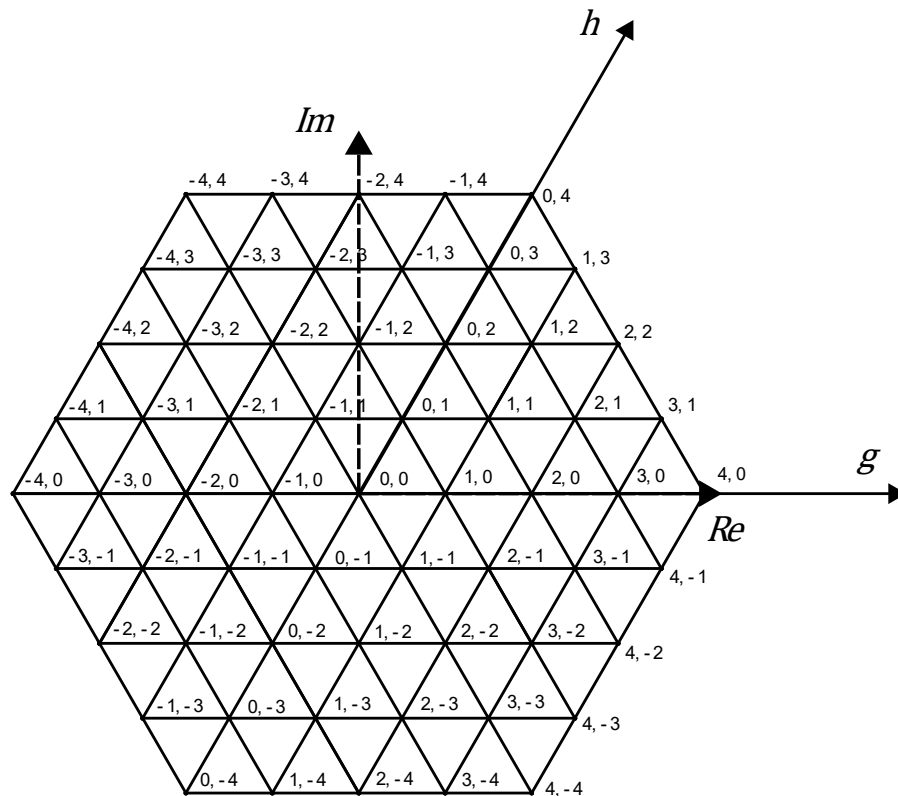
$$M_y = M_h \cdot \cos 30 = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M_h,$$

$$M_h = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot M_y,$$

$$\begin{bmatrix} V_g \\ V_h \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{gh,xy} \cdot \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \end{bmatrix}, \text{ onde } \mathbf{T}_{gh,xy} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}. \quad (32)$$

O espaço vetorial resultante dessa transformação para o conversor de três módulos por fase ou sete níveis é refletido na Figura 23.

*Figura 23 – Espaço vetorial que relaciona os sistemas de eixo gh e xy para o conversor de sete níveis.*



Fonte: adaptado de (CELANOVIC; BOROEYEVICH, 2001).

Para a escolha feita acima, na qual vale (32),  $T_{gh,xy}$  pode ser substituída em (31) para obtenção da transformação matricial direta para o vetor normalizado de tensões de fase no motor  $[M_{an} \ M_{bn} \ M_{cn}]^T$  em (33). Por meio de (20), também é possível obter a transformação direta para  $[M_{ao} \ M_{bo} \ M_{co}]^T$  em (34).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} M_g \\ M_h \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} M_{an} \\ M_{bn} \\ M_{cn} \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} M_g \\ M_h \end{bmatrix} &= T_{gh,abcn} \cdot \begin{bmatrix} M_{an} \\ M_{bn} \\ M_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} M_{an} \\ M_{bn} \\ M_{cn} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} M_g \\ M_h \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} M_{ao} \\ M_{bo} \\ M_{co} \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} M_g \\ M_h \end{bmatrix} &= T_{gh,abco} \cdot \begin{bmatrix} M_{ao} \\ M_{bo} \\ M_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} M_{ao} \\ M_{bo} \\ M_{co} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (34)$$

Pode-se notar que  $T_{gh,abcn} = T_{gh,abco}$ , e, portanto, a transformação matricial pode ser realizada diretamente em termos relativos ao conversor.

Por meio da matriz de transformação  $T_{gh,abc} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$ , é possível realizar todos os cálculos de aproximação em dois eixos ao invés de três, de maneira a otimizar o algoritmo de controle e economizar recursos de processamento; porém, por conta de  $T_{gh,abc}$  ser matriz singular – e, conseqüentemente, não possuir inversa –, não é possível executar a transformação inversa da mesma maneira. Será então necessário mapear os vetores no plano  $gh$  e os múltiplos vetores correspondentes a cada um deles em  $abc$  ao fim do processo.

Uma vez definido o espaço vetorial no sistema  $gh$ , o algoritmo em si depende de amostragens sequenciais da forma de onda de referência, que são aproximadas por meio das comutações dos componentes semicondutores controlados. Nesse contexto, a metodologia NTV permitirá uma escolha eficiente

das possíveis configurações de estados para a aproximação de cada ciclo de amostragem individualmente.

Primeiramente, serão sinalizados os quatro vetores mais próximos que poderão ser utilizados no próximo ciclo; isso é feito utilizando as quatro possíveis combinações de arredondamento entre as coordenadas  $g$  e  $h$  (arredondando-se para mais ou para menos), obtendo os vetores normalizados  $\vec{M}_{ul}$ ,  $\vec{M}_{lu}$ ,  $\vec{M}_{uu}$  e  $\vec{M}_{ll}$ .

As letras  $u$  e  $l$  na grafia são representativas dos termos ingleses *upper* e *lower*, correspondentes às funções matemáticas *ceil* e *floor*, respectivamente: dessas duas letras, a primeira corresponde ao arredondamento utilizado no componente do eixo  $g$ , e a segunda, ao utilizado no componente do eixo  $h$ . Dessa maneira,  $\vec{M}_{lu}$  é o vetor resultante da soma entre o componente do eixo  $g$  arredondado para baixo (*floor*) e o componente do eixo  $h$  arredondado para cima (*ceil*), de modo a obter o conjunto de equações (35).

$$\begin{aligned}\vec{M}_{ul} &= \begin{bmatrix} \lceil M_{refg} \rceil \\ \lfloor M_{refh} \rfloor \end{bmatrix}, \\ \vec{M}_{lu} &= \begin{bmatrix} \lfloor M_{refg} \rfloor \\ \lceil M_{refh} \rceil \end{bmatrix}, \\ \vec{M}_{uu} &= \begin{bmatrix} \lceil M_{refg} \rceil \\ \lceil M_{refh} \rceil \end{bmatrix}, \\ \vec{M}_{ll} &= \begin{bmatrix} \lfloor M_{refg} \rfloor \\ \lfloor M_{refh} \rfloor \end{bmatrix},\end{aligned}\tag{35}$$

sendo  $\lceil M_{refg} \rceil = \text{ceil}(\overrightarrow{M_{refg}}) = \max\{m \in \mathbb{Z} | m \leq \overrightarrow{M_{refg}}\}$ ,

$\lfloor M_{refg} \rfloor = \text{floor}(\overrightarrow{M_{refg}}) = \min\{m \in \mathbb{Z} | m \geq \overrightarrow{M_{refg}}\}$ ,

$\lceil M_{refh} \rceil = \text{ceil}(\overrightarrow{M_{refh}}) = \max\{m \in \mathbb{Z} | m \leq \overrightarrow{M_{refh}}\}$  e

$\lfloor M_{refh} \rfloor = \text{floor}(\overrightarrow{M_{refh}}) = \min\{m \in \mathbb{Z} | m \geq \overrightarrow{M_{refh}}\}$ .

Dos quatro vértices do paralelogramo resultante, apenas os vértices pertencentes ao triângulo mais próximo serão escolhidos. De maneira geral,  $\vec{M}_{lu}$  e  $\vec{M}_{ul}$  sempre estarão entre os mais próximos ao ponto aproximado; dessa maneira,

para definir o terceiro vetor mais próximo, utiliza-se (36). A partir desse resultado, são feitas as definições:

- se o resultado de (36) é positivo,  $\vec{M}_{uu}$  é o terceiro vetor mais próximo de  $\vec{M}_{ref}$ , e as razões cíclicas  $d_{ul}$ ,  $d_{lu}$  e  $d_{uu}$  dos três vetores são definidas por (37);
- se o resultado de (36) for negativo,  $\vec{M}_{ll}$  é o terceiro vetor mais próximo de  $\vec{M}_{ref}$ , e as razões cíclicas  $d_{ul}$ ,  $d_{lu}$  e  $d_{ll}$  dos três vetores são definidas por (38).

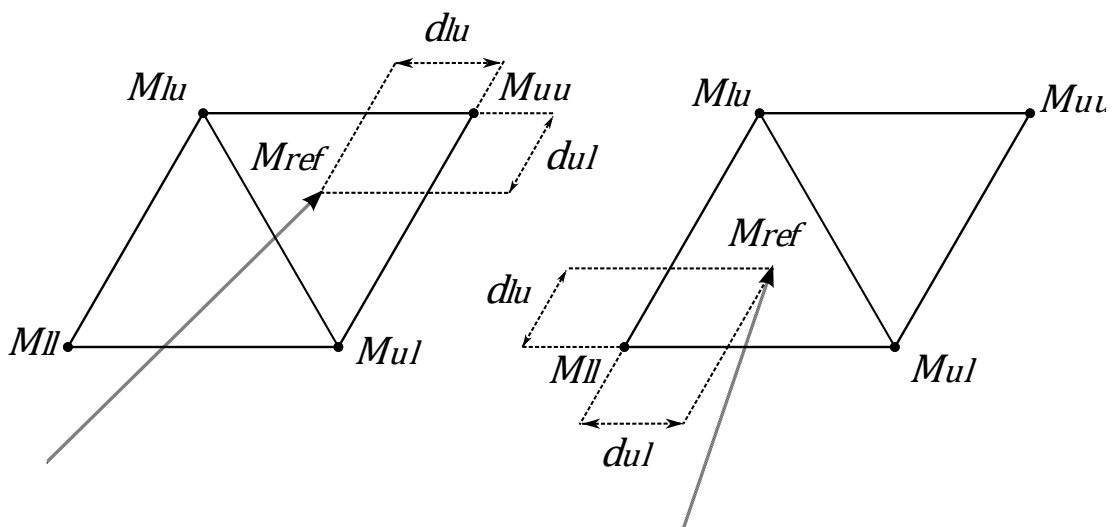
$$M_{refg} + M_{refh} - (M_{ulg} + M_{ulh}) \quad (36)$$

$$\begin{aligned} d_{ul} &= -(M_{refh} - M_{uu_h}) \\ d_{lu} &= -(M_{refg} - M_{uu_g}) \\ d_{uu} &= 1 - d_{ul} - d_{lu} \end{aligned} \quad (37)$$

$$\begin{aligned} d_{ul} &= M_{refg} - M_{ll_g} \\ d_{lu} &= M_{refh} - M_{ll_h} \\ d_{ll} &= 1 - d_{ul} - d_{lu} \end{aligned} \quad (38)$$

Um excerto visual do espaço vetorial contendo as duas possibilidades de cálculo de razão cíclica podem ser vistas na Figura 24.

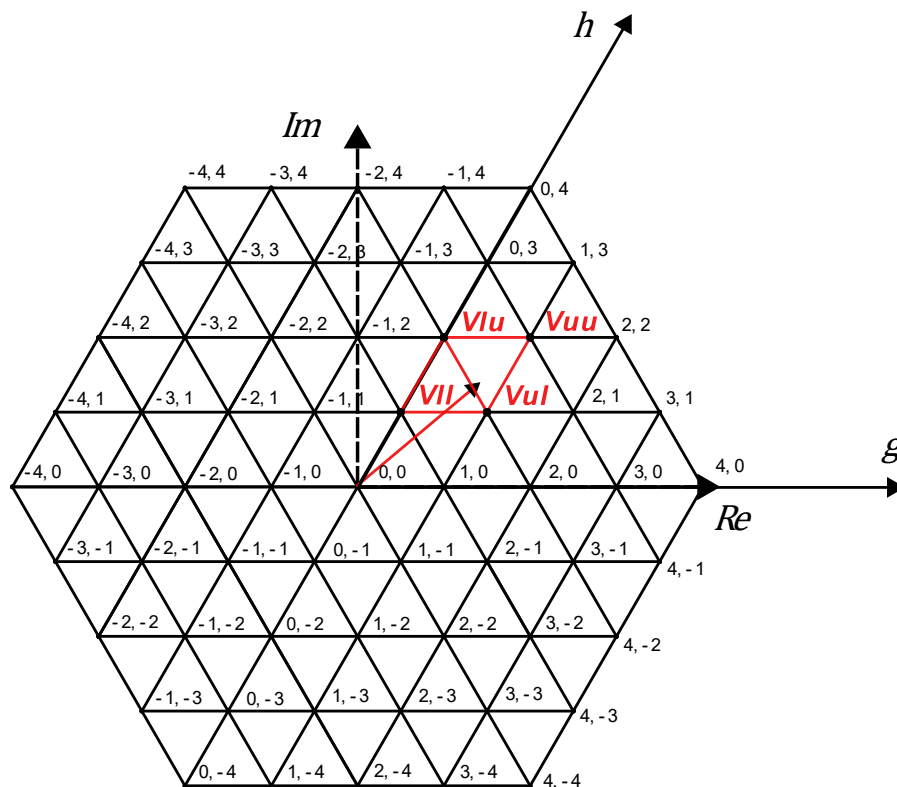
Figura 24 – Excertos do espaço vetorial representando as duas possíveis situações para obtenção do último vetor mais próximo do vetor normalizado de referência.



Fonte: elaborado pelo autor.

Uma representação do paralelogramo formado pelas extremidades dos quatro vetores normalizados formados pelas funções *ceil* e *floor* se encontra na Figura 25.

Figura 25 – Espaço vetorial  $gh$  com destaque no vetor normalizado de referência e os quatro vetores mais próximos.



Fonte: adaptado de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001).

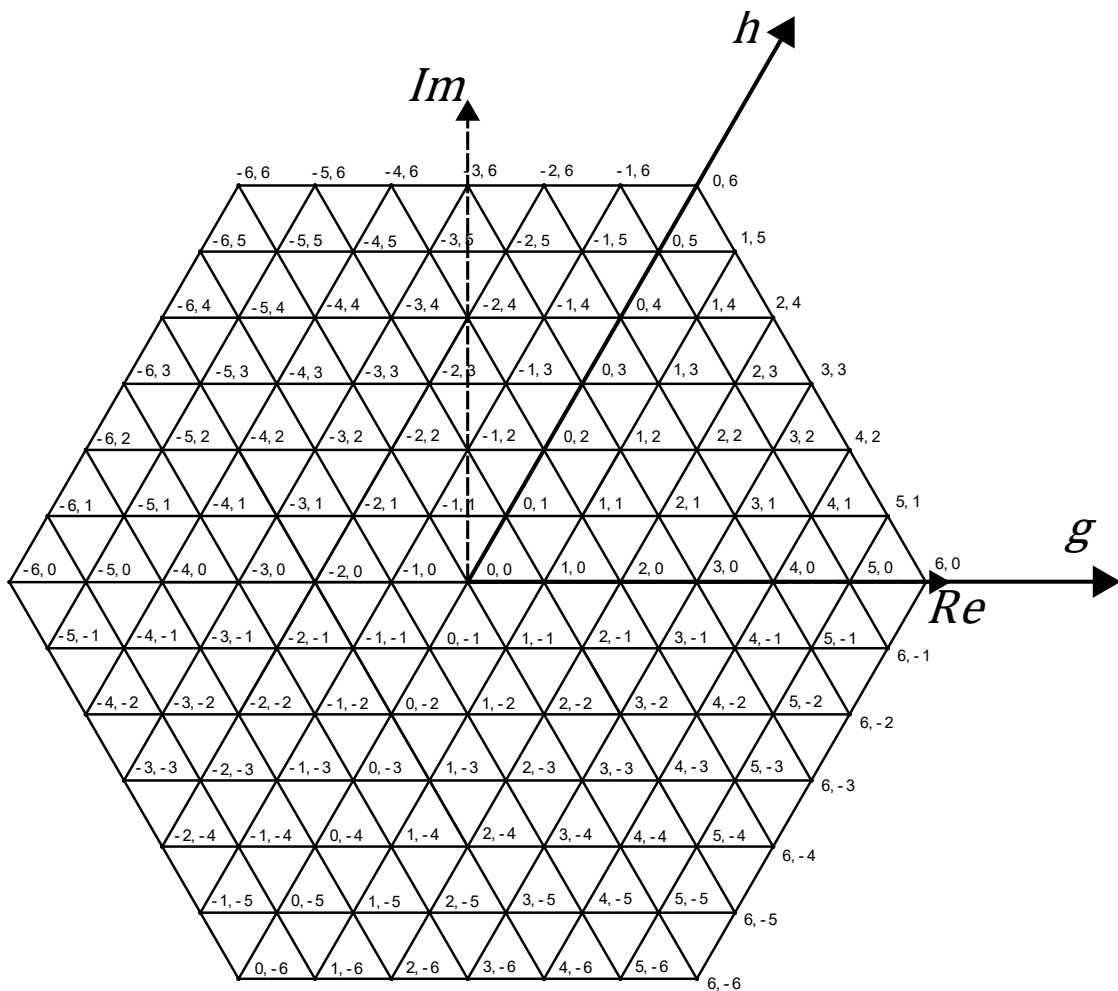
No exemplo da Figura 25, pode-se inferir que  $\vec{M}_{ul} = [1 \ 1]^T$ ,  $\vec{M}_{lu} = [0 \ 2]^T$ ,  $\vec{M}_{uu} = [1 \ 2]^T$  e  $\vec{M}_{ll} = [0 \ 1]^T$  e que o terceiro vetor mais próximo é  $\vec{M}_{uu}$ .

Dessa maneira, uma vez obtidos os três vetores mais próximos e a duração relativa de cada comutação no ciclo, se faz necessário o mapeamento dos conjuntos  $M_{ao}$ ,  $M_{bo}$  e  $M_{co}$  que satisfazem cada estado de comutação no plano  $gh$ . Uma maneira de executar a varredura de todos os possíveis valores para cada estado é por meio da avaliação de (39).

$$\begin{bmatrix} M_{ao} \\ M_{bo} \\ M_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \\ k - g \\ k - g - h \end{bmatrix}, \text{ onde } \{k, g, h \in \mathbb{Z} | k, k - g, k - g - h \in [-N, N]\}, \quad (39)$$

sendo  $N$  o número de módulos por fase e  $k$  um coeficiente que irá variar entre  $-N$  e  $N$ , obedecendo os limites impostos pela função. Será utilizado o exemplo recorrente do conversor de sete níveis, de maneira que o coeficiente  $k$  poderá assumir os valores inteiros entre  $-3$  e  $3$ . Os vetores espaciais normalizados no plano  $gh$  para este conversor estão dispostos na Figura 26 abaixo.

Figura 26 – Vetores espaciais de comutação normalizados para um circuito inversor com três por fase dispostos no plano  $gh$ .



Fonte: adaptado de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001).

Dessa maneira, por exemplo, um vetor composto por  $M_g = -6$  e  $M_h = 5$  resultará em um único estado possível para o vetor  $[M_{ao} \ M_{bo} \ M_{co}]^T$ , condição em que  $k = -3$ . Outros valores de  $k$  iriam resultar em valores de  $M_{ao}$ ,  $M_{bo}$  e  $M_{co}$

não factíveis de obtenção pelo circuito de sete níveis (entre -3 a 3). Já um vetor composto por  $M_g = 1$  e  $M_h = -2$  resultará em cinco possíveis vetores  $[M_{ao} \ M_{bo} \ M_{co}]^T$ , em que  $k$  pode assumir os valores  $-2, -1, 0, 1$  e  $2$ .

Definidas todas as possibilidades, é feita a opção pela combinação que resulta no mínimo de tensão de modo comum. Para o exemplo em que  $[M_g \ M_h]^T = [1 \ -2]^T$ , o conjunto escolhido é o correspondente a  $k = 0$ , uma vez que a soma de  $M_{ao}$ ,  $M_{bo}$  e  $M_{co}$  é zero, o menor valor possível para a equação (10). Sempre haverá um único vetor de comutação dos módulos  $[M_{ao} \ M_{bo} \ M_{co}]^T$  que resultará na menor tensão de modo comum.

A partir deste vetor, o próximo passo é obter a matriz de comutação dos módulos, dada por  $R$  em (40).

$$R = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 & C_1 \\ A_2 & B_2 & C_2 \\ A_3 & B_3 & C_3 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ A_N & B_N & C_N \end{bmatrix} = [R_A \ R_B \ R_C] \quad (40)$$

sendo  $[A_n, B_n, C_n \in \{-1, 0, 1\} \mid n = 1, 2, 3 \dots N]$ ,  $R_f = [f_1, f_2, f_3 \dots f_N]^T$  e  $f = \{A, B, C\}$ .

A matriz de comutação dos módulos  $R$  define em cada elemento o estado normalizado desejado de cada módulo individualmente, que poderá assumir os valores  $-1, 0$  e  $1$ . A partir do vetor de comutação dos módulos, é possível obter a informação de quantos módulos por fase estarão operando de modo a fornecer tensão positiva, negativa e nula. Os módulos (e elementos correspondentes) serão nomeados  $A_1, A_2, A_3 \dots A_n$  para a fase A,  $B_1, B_2, B_3 \dots B_n$  na fase B e  $C_1, C_2, C_3 \dots C_n$  para a fase C.

Utilizando-se a matriz  $R$ , os níveis de tensão gerados pelo circuito inversor multinível com valores variando entre  $-N$  e  $N$  (incluindo zero) podem então ser decompostos em três vetores  $R_A, R_B$  e  $R_C$  de  $N$  elementos. Esses vetores irão constituir o sinal de controle dos módulos de potência de cada fase do circuito inversor, em que cada um elementos irá gerar os sinais de gatilhamento para um único módulo, que por sua vez fornecerá  $-V_{cc}$ ,  $0$  ou  $V_{cc}$  na saída. Ao fim, são executados os comandos individuais dos IGBTs por módulo de acordo com as etapas de condução mostradas na Figura 16.

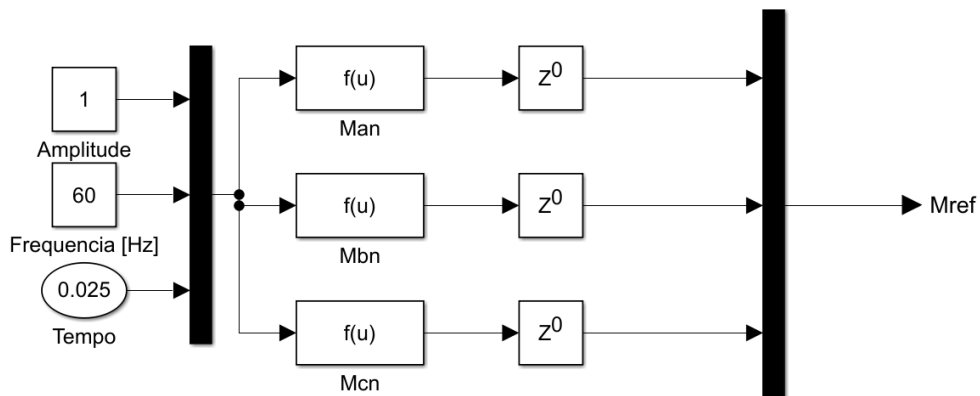
### 3. SIMULAÇÃO, RESULTADOS E DISCUSSÃO

Nessa seção, será discutida

#### 3.1. Simulação

Foi programado algoritmo para simulação do conversor de sete níveis, ou três módulos por fase, com a ferramenta *Simulink* do ambiente *MATLAB*. Essa simulação ocorre em torno de etapas: geração do vetor de referência, transformação *abc* para *gh*, cálculo dos NTVs e razões cíclicas associadas, transformação *gh* para *abc*, determinação da matriz de comutação dos módulos e definição de estados de comutação dos IGBTs. Dessa maneira, o primeiro estágio da modelagem consiste na definição do vetor normalizado das tensões de referência, como na Figura 27:

Figura 27 – Diagrama de blocos da geração das variáveis do vetor normalizado de referência no Simulink.



Fonte: elaborado pelo autor.

sendo  $u(1)$  a amplitude unitária da forma de onda,

$u(2)$  é a frequência em Hertz,

$u(3)$  é a defasagem de tempo em segundos,

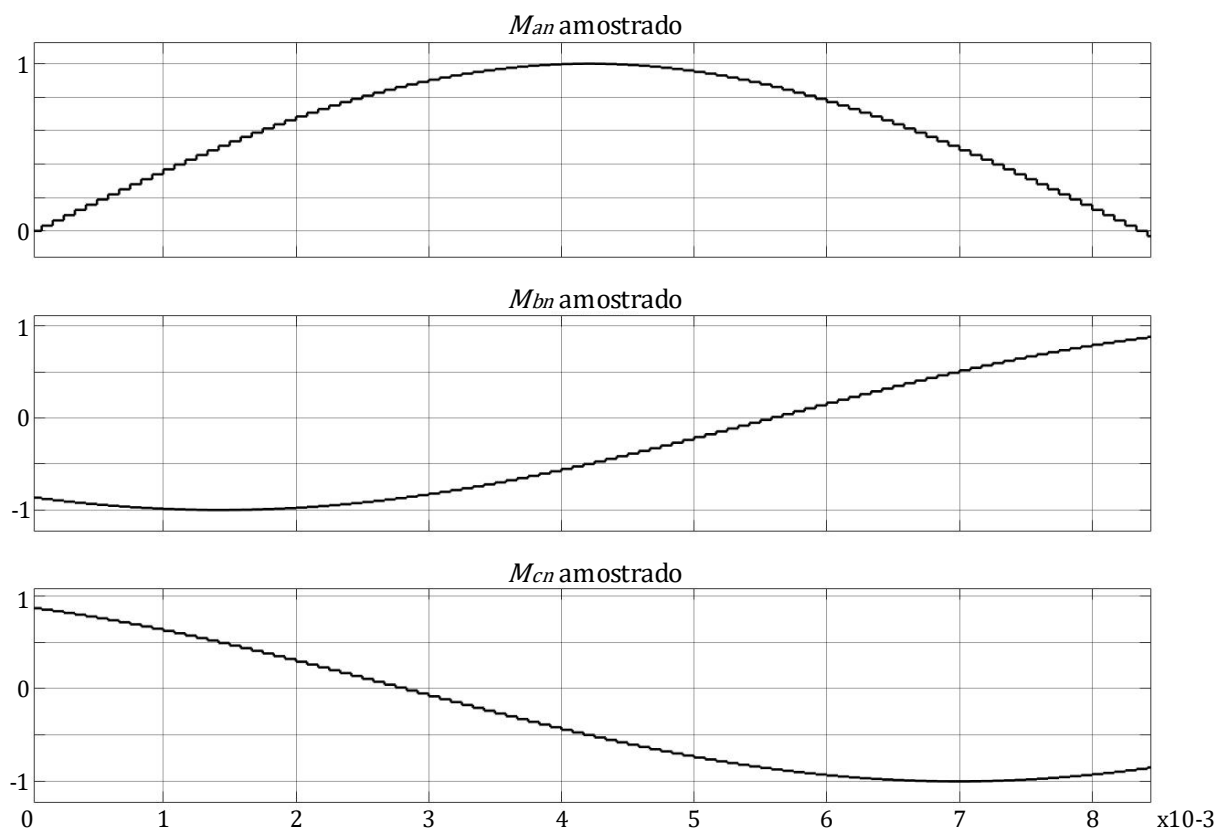
$$M_{an} = u(1) * \sin(2 * \pi * u(2) * u(3)),$$

$$M_{bn} = u(1) * \sin(2 * \pi * u(2) * u(3) - 2 * \pi/3) \text{ e}$$

$$M_{cn} = u(1) * \sin(2 * \pi * u(2) * u(3) - 4 * \pi/3),$$

como definido em (4).

*Figura 28 – Formas de onda da tensão de fase normalizada amostradas na entrada do conversor no Simulink, com destaque para a distorção causada pela amostragem.*

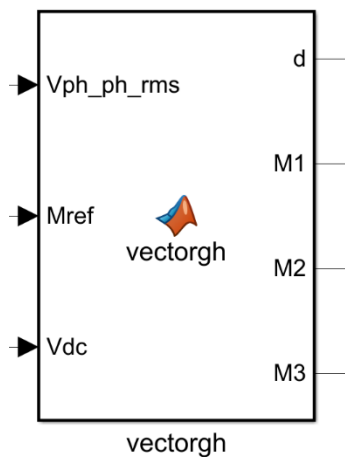


Fonte: elaborado pelo autor.

Os blocos de atraso ou *delay*  $z^0$  definem o período de amostragem utilizado na simulação para obtenção dos vetores espaciais de comutação por meio da variável  $T_{sample}$ , que define o período de comutação e também de amostragem dessas funções. A Figura 28 mostra um trecho do resultado da amostragem da forma de onda de tensão de entrada  $M_{ref}$ , considerando taxa amostral de 200 amostras por ciclo da senoide de referência.

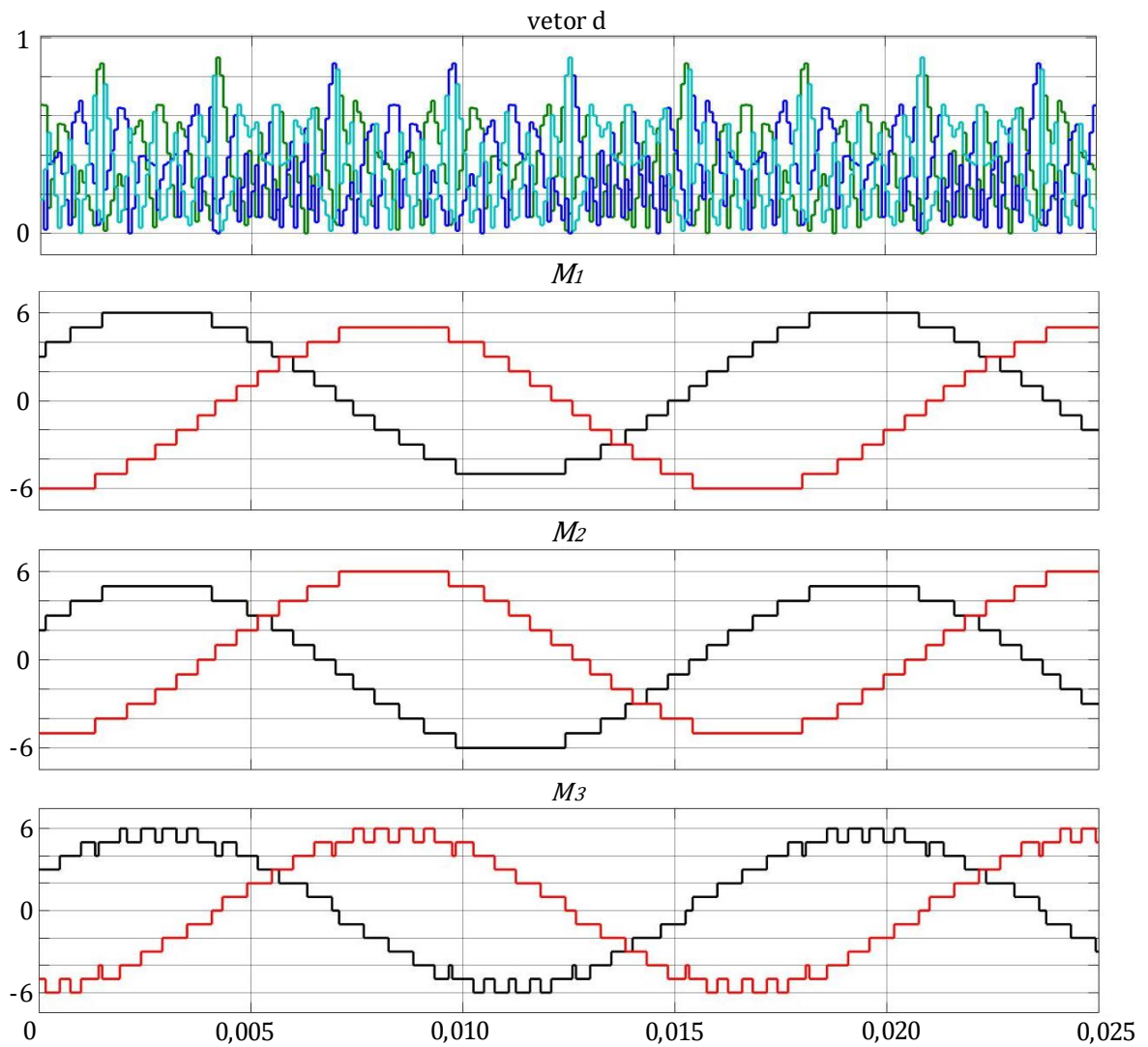
O segundo estágio da modelagem consiste na obtenção do vetor no espaço vetorial  $gh$  a partir do vetor normalizado e da amplitude de tensão de linha desejada. Considerando  $V_{ph\_ph\_rms}$  como a amplitude da tensão de linha e  $M_{ref}$  como uma tensão trifásica com valor de pico-a-pico unitário e frequência de 60Hz (representada por meio de matriz 3x1), é efetuada a conversão em uma matriz de igual dimensão no sistema  $gh$  por meio do bloco “*vectorgh*”, descrito abaixo e mostrado na Figura 29. A função “*vectorgh*” no anexo A obtém os três vetores espaciais mais próximos nas coordenadas  $gh - M_1, M_2$  e  $M_3 -$  e o vetor  $d$ , uma matriz 3x1 que relaciona as razões cíclicas dos três vetores. As formas de onda de  $M_1, M_2$  e  $M_3$  divididas em componentes  $g$  (em preto) e  $h$  (em vermelho) e os valores instantâneos das razões cíclicas no tempo podem ser visualizados na Figura 30 e na Figura 31.

Figura 29 – Bloco “*vectorgh*” da etapa de conversão do sistema *abc* para o sistema *gh* no Simulink.



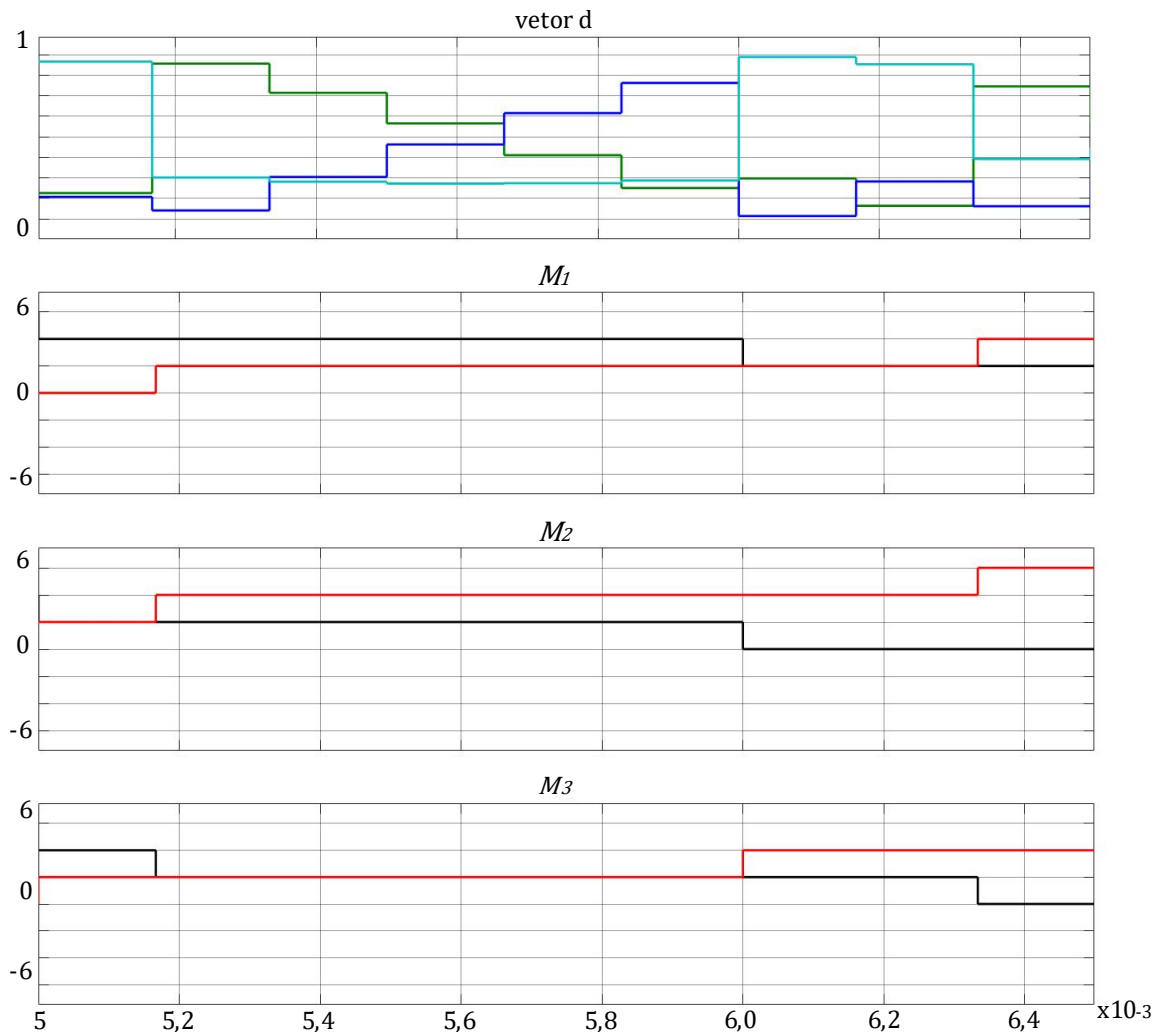
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 30 – Sinais do vetor  $d$  e formas de onda de  $M_1$ ,  $M_2$  e  $M_3$  decompostas em  $g$  (em preto) e  $h$  (em vermelho) no Simulink.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 31 – Sinais detalhados no tempo do vetor  $d$  e formas de onda de  $M_1$ ,  $M_2$  e  $M_3$  decompostas em  $g$  (em preto) e  $h$  (em vermelho) no Simulink.



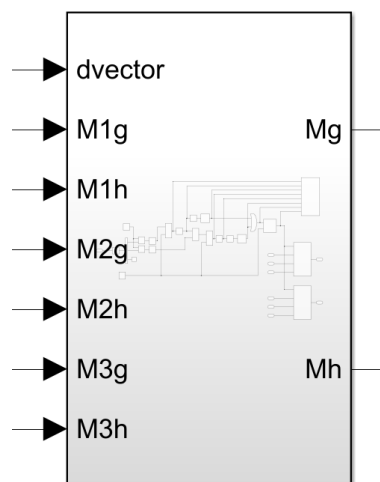
Fonte: elaborado pelo autor.

Após a obtenção dos três vetores  $M_1$ ,  $M_2$  e  $M_3$ , é utilizado o subsistema da Figura 32, cuja lógica é mostrada na Figura 33 e representa o terceiro estágio da modelagem – a alocação temporal dos vetores de acordo com suas razões cíclicas. Nele, é utilizado um bloco integrador para transformar o valor da razão cíclica em um pulso que irá sinalizar a transição entre as três tensões. Isso é obtido integrando-se o inverso do valor da razão cíclica  $d_1$  em segundos (que é constante); desse modo, é possível gerar uma rampa que atinge 1 após o tempo estipulado  $d_1$ . Dessa maneira, é possível utilizar um detector de pico para gerar esse pulso. Neste momento, o sinal contínuo em 1 de saída do primeiro integrador

também multiplica a entrada do segundo, atuando como um habilitador do mesmo e iniciando processo idêntico em  $d_2$ . Os detectores de pico então atuam sequencialmente num contador, que troca estados em dois blocos seletores, que resultam nos dois componentes de tensão  $M_g$  e  $M_h$ . Esse contador comuta  $M_1$  no valor 0,  $M_2$  no valor 1 e  $M_3$  no valor 2, e seu valor é resetado assim que o período de amostragem acaba.

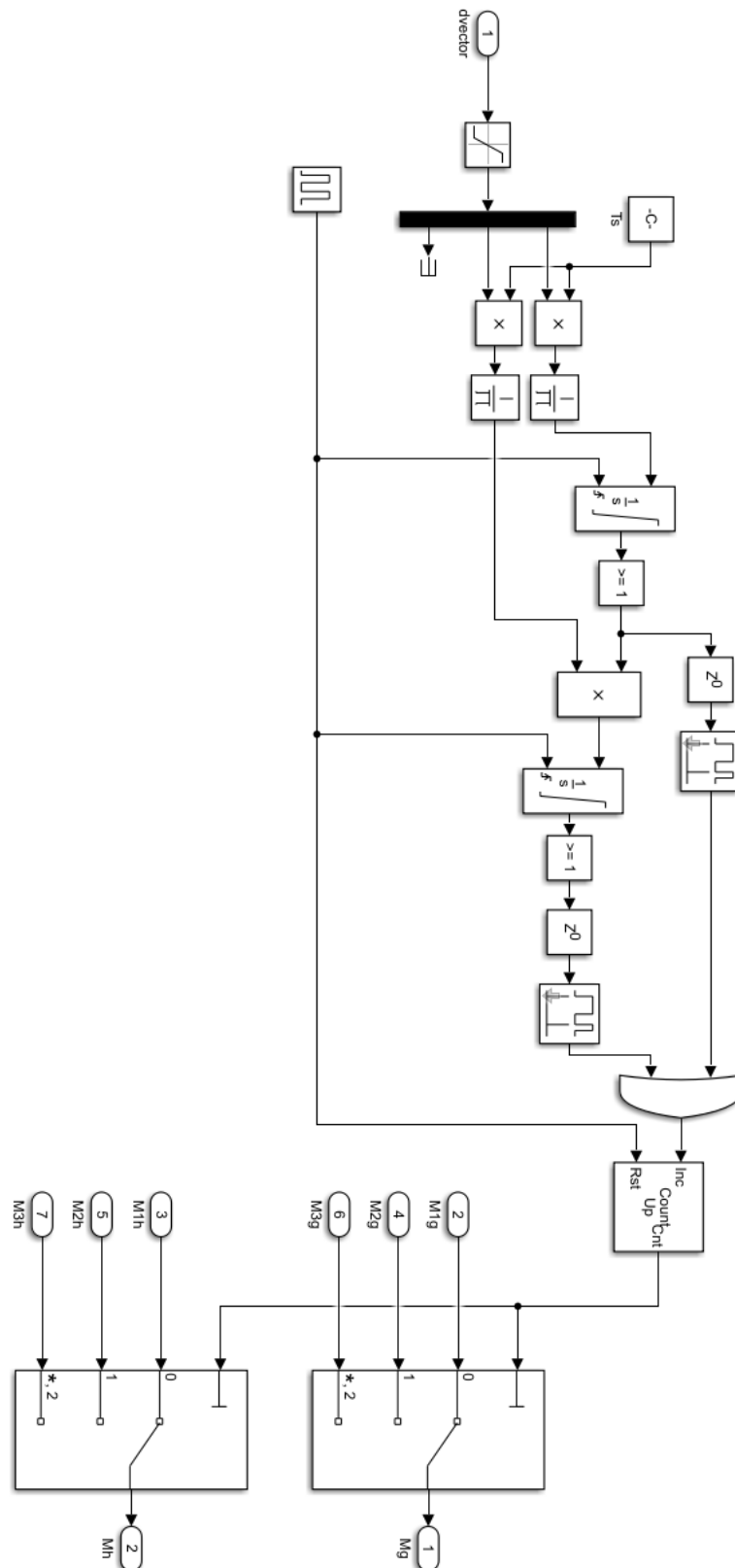
Os sinais lógicos internos ao bloco podem ser visualizados com detalhes na Figura 34, que mostra apenas quatro ciclos de amostragem para maior clareza. Os sinais  $M_g$  e  $M_h$  resultantes do bloco estão dispostos na Figura 35.

*Figura 32 – Bloco do subsistema da etapa de conversão do sistema abc para o sistema gh no Simulink.*



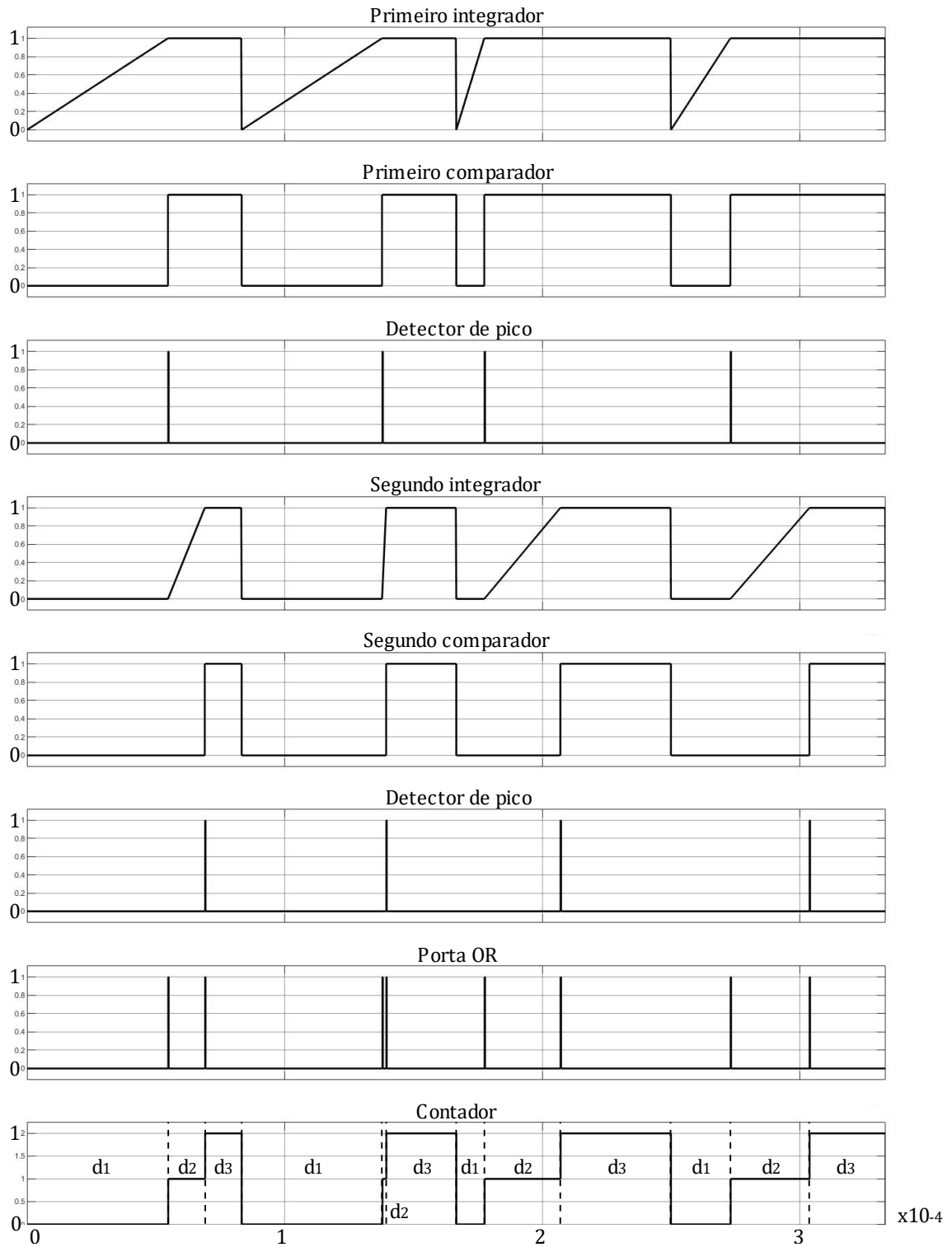
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 33 – Arquitetura lógica interna do subsistema de conversão em  $M_g$  e  $M_h$  no Simulink.



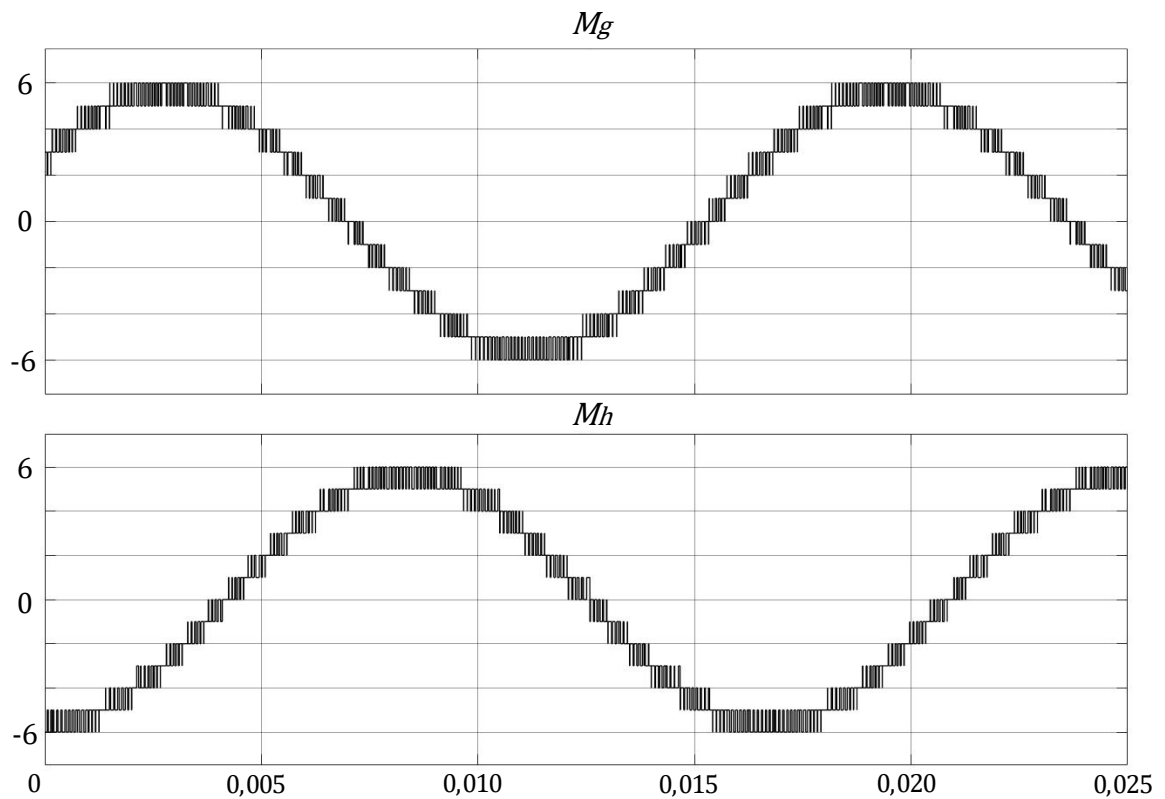
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 34 – Sinais lógicos internos ao subsistema de mudança de coordenadas para quatro ciclos de amostragem no Simulink, com destaques para as razões cíclicas sequenciais de cada ciclo.



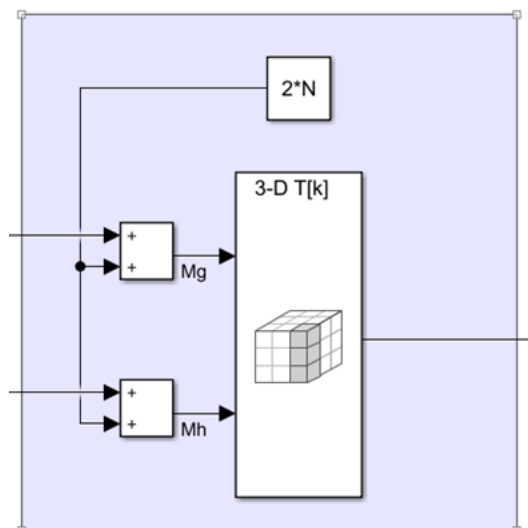
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 35 – Formas de onda de  $M_g$  e  $M_h$  geradas pelo bloco no Simulink.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 36 – Diagrama de blocos da etapa de mapeamento em matriz tridimensional de estados de comutação do conversor no Simulink.



Fonte: elaborado pelo autor.

Uma vez obtidos os dois vetores, é necessária modelagem em bloco de linguagem de programação de *hardware* que atenda os requerimentos de

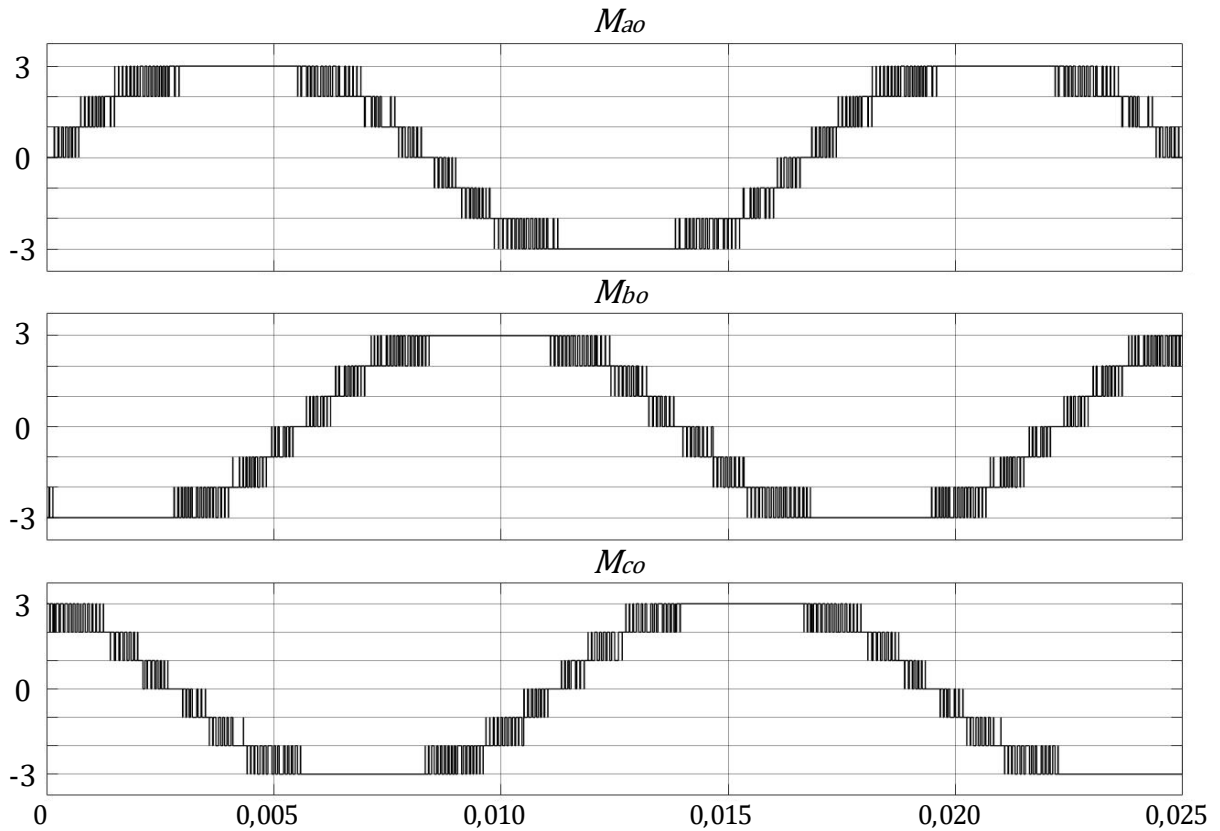
velocidade de resposta. É possível implementar tal bloco utilizando-se de placa FPGA (*Field Programmable Gate Array*), na qual uma tabela de referência (*look-up table*) previamente gerada é programada. Com base nos valores dos vetores  $M_g$  e  $M_h$ , irão obter os valores de tensão de fase que servirão de base para o comando dos semicondutores. Para montagem dessa tabela de referência, serão utilizadas três funções, com códigos descritos nos anexos B, C e D, com o diagrama de blocos da

Figura 36.

- A função “*ghToM.m*”, para mapear todas as possíveis combinações de  $M_{ao}$ ,  $M_{bo}$  e  $M_{co}$  associadas com cada vetor espacial, retornando um vetor  $[0 \ 0 \ 0]^T$  para as combinações que excedem o hexágono;
- a função “*MtoMabco.m*”, que seleciona a opção dentre essas combinações para cada vetor espacial que resulte na menor tensão de modo comum, somando os componentes de cada combinação;
- a função “*ghMatrix\_LowerCM.m*”, que agrega as duas funções anteriores em uma matriz tridimensional  $M$  de dimensões  $3 \times 2N + 1 \times 2N + 1$ , com apenas o vetor espacial otimizado para cada vetor espacial.

O processo de mapeamento e determinação do estado com menor tensão de modo comum é feito uma vez só, na geração da tabela de referência, e apenas é consultado pelo bloco durante o processamento de cada estado de comutação. A Figura 37 mostra os sinais obtidos após a forma de onda em  $M_g$  e  $M_h$  é convertida em  $M_{ao}$ ,  $M_{bo}$  e  $M_{co}$ .

Figura 37 – Formas de onda obtidas para  $M_{ao}$ ,  $M_{bo}$  e  $M_{co}$  no Simulink.



Fonte: elaborado pelo autor.

Os sinais de  $M_{ao}$ ,  $M_{bo}$  e  $M_{co}$  então compõem a matriz  $R$  de comutação dos módulos em (40), que possui os valores de tensão a serem sintetizados por cada módulo. Essa matriz pode ser implementada utilizando um segundo bloco programável de linguagem de programação de *hardware* e modelada por meio de três tabelas de referência que irão conter todas as possibilidades de vetores  $R_A$ ,  $R_B$  e  $R_C$  para cada uma das fases. Por meio de um barramento demultiplexador, são obtidos os três vetores de  $N$  linhas a partir da matriz  $R$ ; assim, cada elemento individual do vetor irá enviar os sinais de comando para o respectivo bloco programável, que irá gerar os sinais de gatilhamento dos IGBTs. As três tabelas de referência terão dimensões  $2N + 1 \times N$ , com cada coluna correspondendo a uma possível configuração  $[R_A \ R_B \ R_C]^T$  que o apontador do bloco irá referenciar, como nos exemplos das tabelas abaixo.

$$\text{para } N = 2, \quad \text{tabela é } \begin{bmatrix} -1 & -1 & 0 & 1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

sendo o vetor de referência igual a:  $[-2 \ -1 \ 0 \ 1 \ 2]$ ;

$$\text{para } N = 3, \quad \text{tabela é } \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

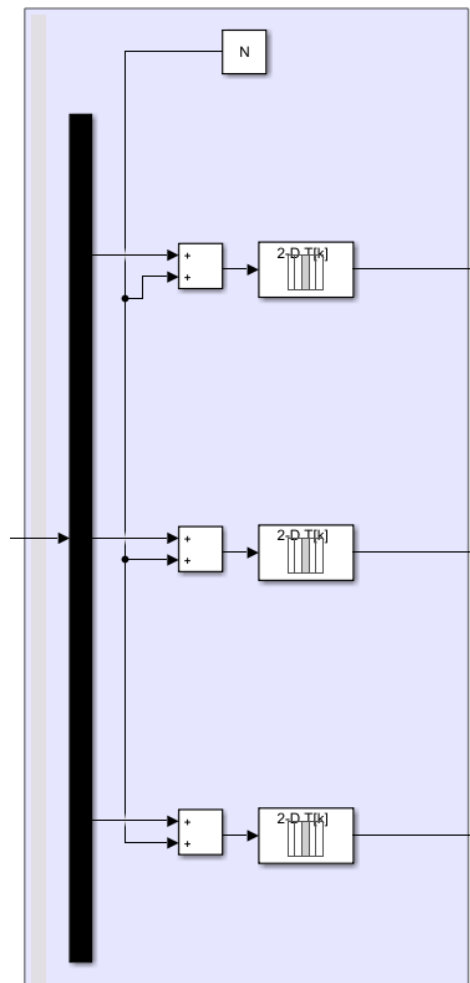
sendo o vetor de referência igual a:  $[-3 \ -2 \ -1 \ 0 \ 1 \ 2 \ 3]$ ;

$$\text{para } N = 4, \quad \text{tabela é } \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

sendo o vetor de referência igual a:  $[-4 \ -3 \ -2 \ -1 \ 0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 4]$ ;

Para  $N = 3$ , o vetor terá 3 linhas e 7 colunas. O diagrama de blocos contendo as tabelas de referência está representado na Figura 38.

*Figura 38 – Diagrama de blocos do processo de obtenção da matriz de comutação dos módulos a partir de  $M_{ao}$ ,  $M_{bo}$  e  $M_{co}$  no Simulink.*



Fonte: elaborado pelo autor.

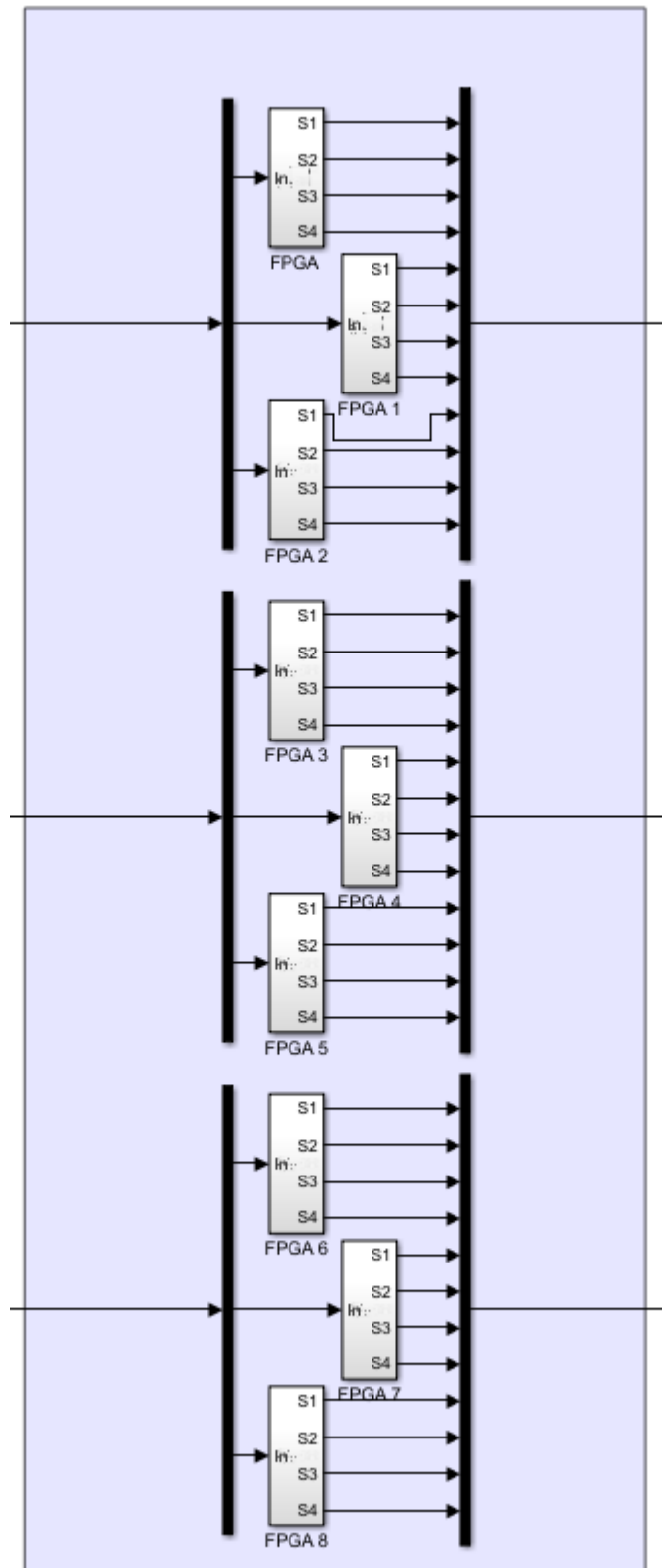
Para cada uma dessas  $N$  componentes sintetizadas, um terceiro bloco programável articula a lógica para obtenção dos sinais de gatilhamento dos dispositivos semicondutores em um único módulo. O bloco atua com uma estrutura lógica simples mais um contador, gerando dois sinais que, por meio de lógica booleana e posterior demultiplexação, dão origem aos sinais de controle dos IGBTs na ordem  $S_1, S_3, S_2$  e  $S_4$  (vide Figura 16).

O sinal *signal1*, correspondente ao *bit* mais significativo, é 1 sempre que a forma de onda de entrada é diferente de zero. Quando o sinal de entrada se iguala a zero, o contador oscila entre os valores 0 e 1, alterando consigo o valor do *bit* menos significativo *signal2*; logo, duas combinações de *signal1* e *signal2* podem ser geradas a partir de um sinal de entrada igual a zero. Esse fato é esperado, pois criamos assim correspondência com as duas possibilidades de configuração de condução no módulo que resultam em tensão zero. Assim, de acordo com a tabela-verdade:

- *signal1*=0 e *signal2*=0 resulta em  $S_1S_3S_2S_4 = 1100$ , que resulta em tensão zero;
- *signal1*=0 e *signal2*=1 resulta em  $S_1S_3S_2S_4 = 0011$ , que resulta em tensão zero;
- *signal1*=1 e *signal2*=0 resulta em  $S_1S_3S_2S_4 = 0110$ , que resulta em tensão negativa;
- *signal1*=1 e *signal2*=1 resulta em  $S_1S_3S_2S_4 = 1001$ , que resulta em tensão positiva.

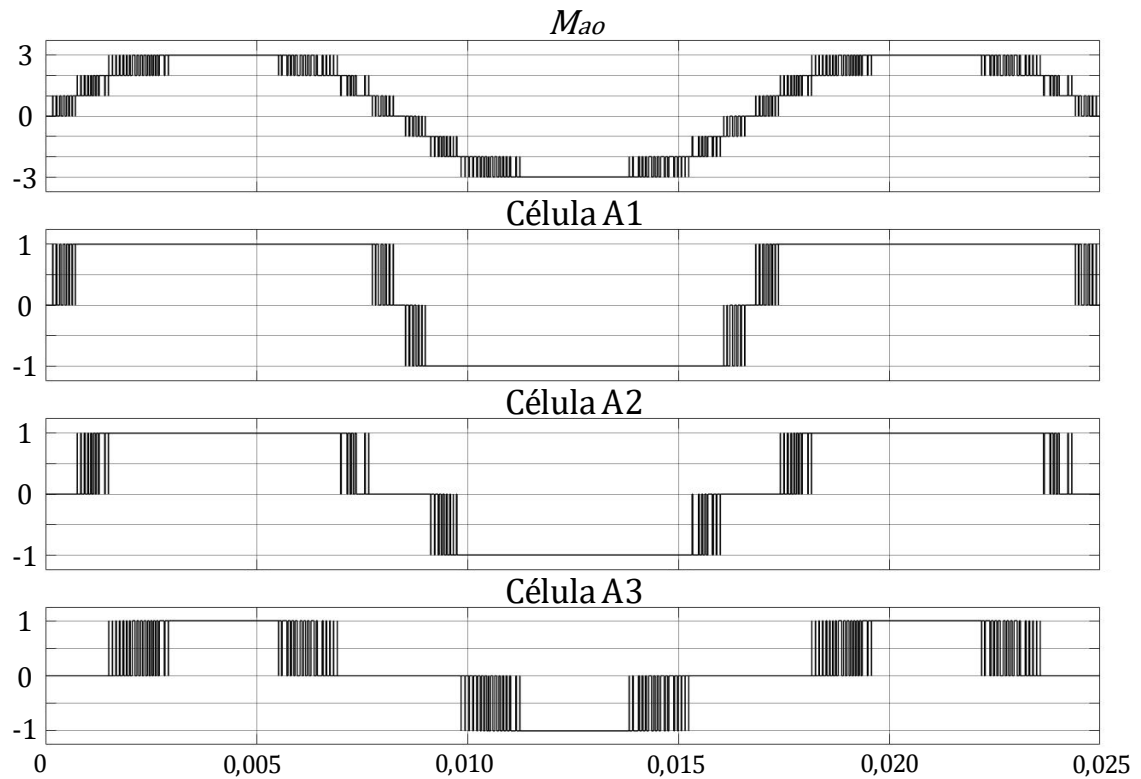
Na Figura 39, consta o diagrama de blocos com o terceiro bloco programável gerando os sinais de gatilhamento; na Figura 40, constam a forma de onda de  $M_{ao}$  e os sinais de gatilhamento das células da fase A. A arquitetura interna do bloco programável é encontrada na Figura 41, e os sinais lógicos internos ao bloco para três ciclos da frequência fundamental estão dispostos na Figura 42, e na Figura 43 em um único ciclo.

Figura 39 – Diagrama de blocos programáveis responsáveis pela geração dos sinais de gatilho dos IGBTs no Simulink.



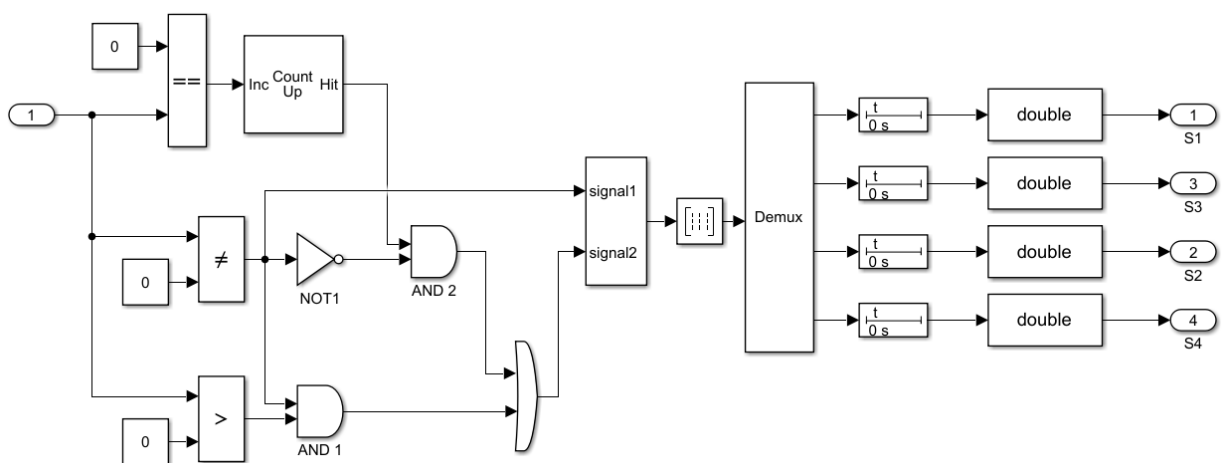
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 40 – Forma de onda de  $M_{ao}$  e sinais de comando dos módulos  $A_1$ ,  $A_2$  e  $A_3$  no Simulink.



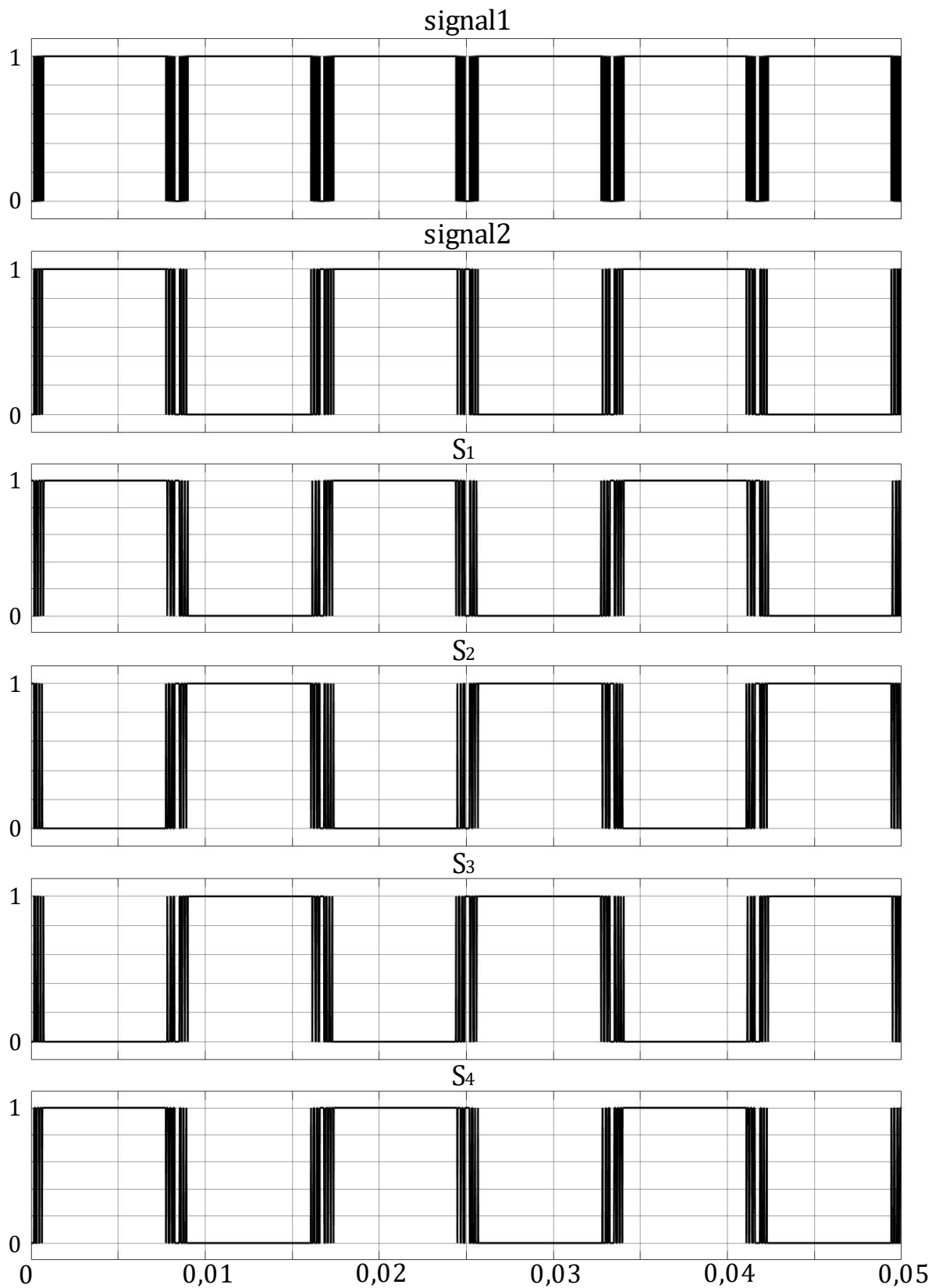
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 41 – Arquitetura lógica interna do bloco programável responsável pelo controle dos semicondutores no Simulink.



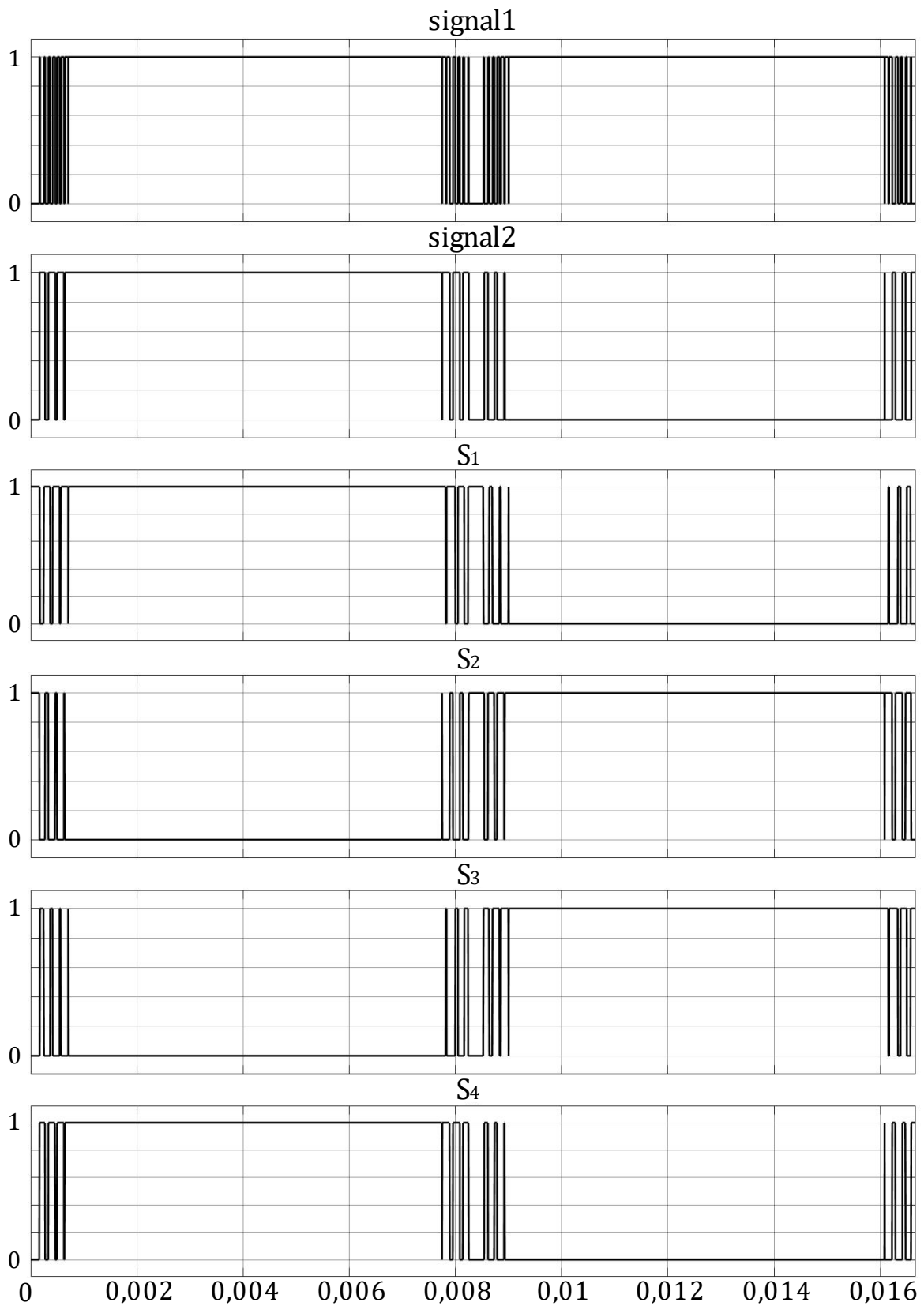
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 42 – Sinais lógicos internos ao bloco programável ao longo de três ciclos da frequência fundamental no Simulink.



Fonte: elaborado pelo autor.

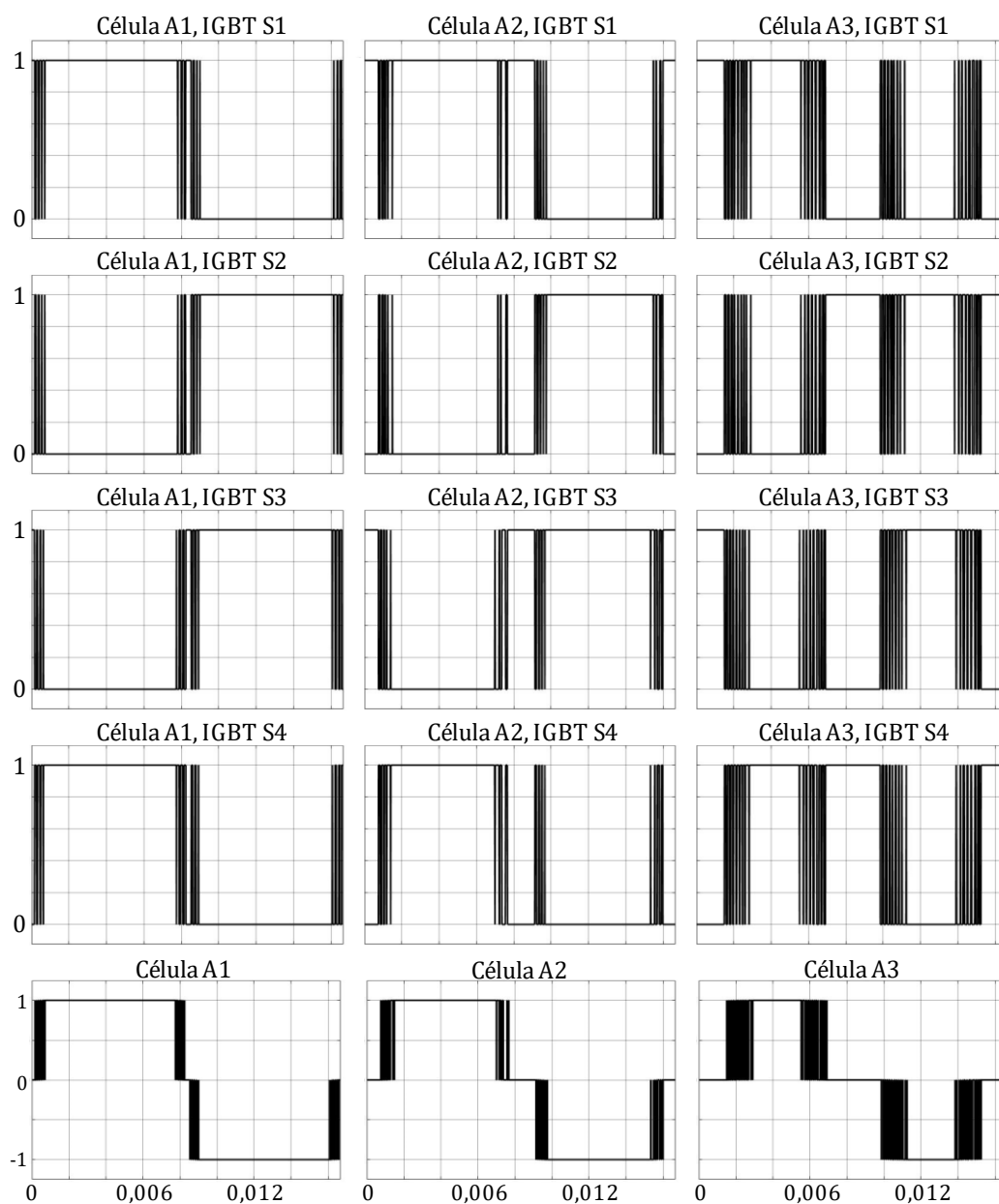
Figura 43 – Sinais lógicos internos ao bloco programável ao longo de um ciclo da frequência fundamental no Simulink.



Fonte: elaborado pelo autor.

Assim, para  $N$  módulos por fase, são utilizados  $3N$  blocos programáveis com lógicas idênticas, que por sua vez geram quatro sinais de controle cada, um para cada dispositivo semiconductor (totalizando  $12N$  sinais de gatilhamento). Para  $N = 3$ , são utilizados nove blocos, resultando em 36 sinais no total. A Figura 44 mostra os 12 sinais de controle resultantes na fase A e o sinal de gatilhamento dos blocos programáveis de cada módulo.

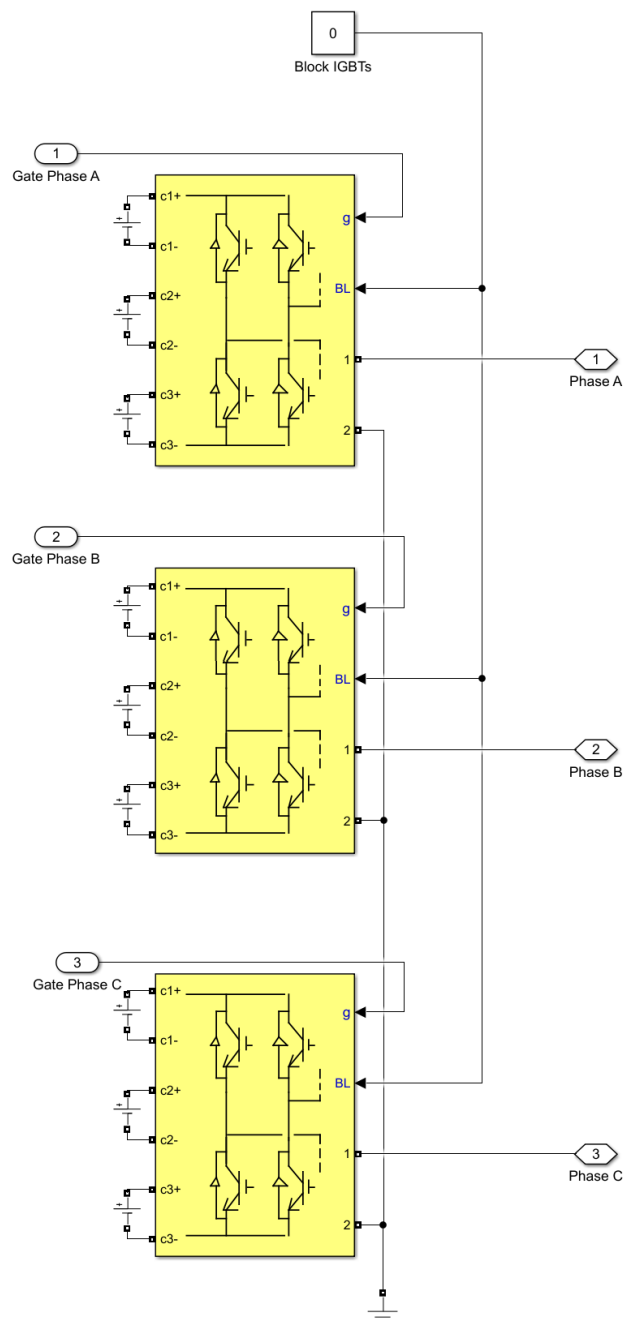
*Figura 44 – Sinais oriundos dos IGBTs da fase A e sinal de comando dos módulos A1, A2 e A3 no Simulink.*



Fonte: elaborado pelo autor.

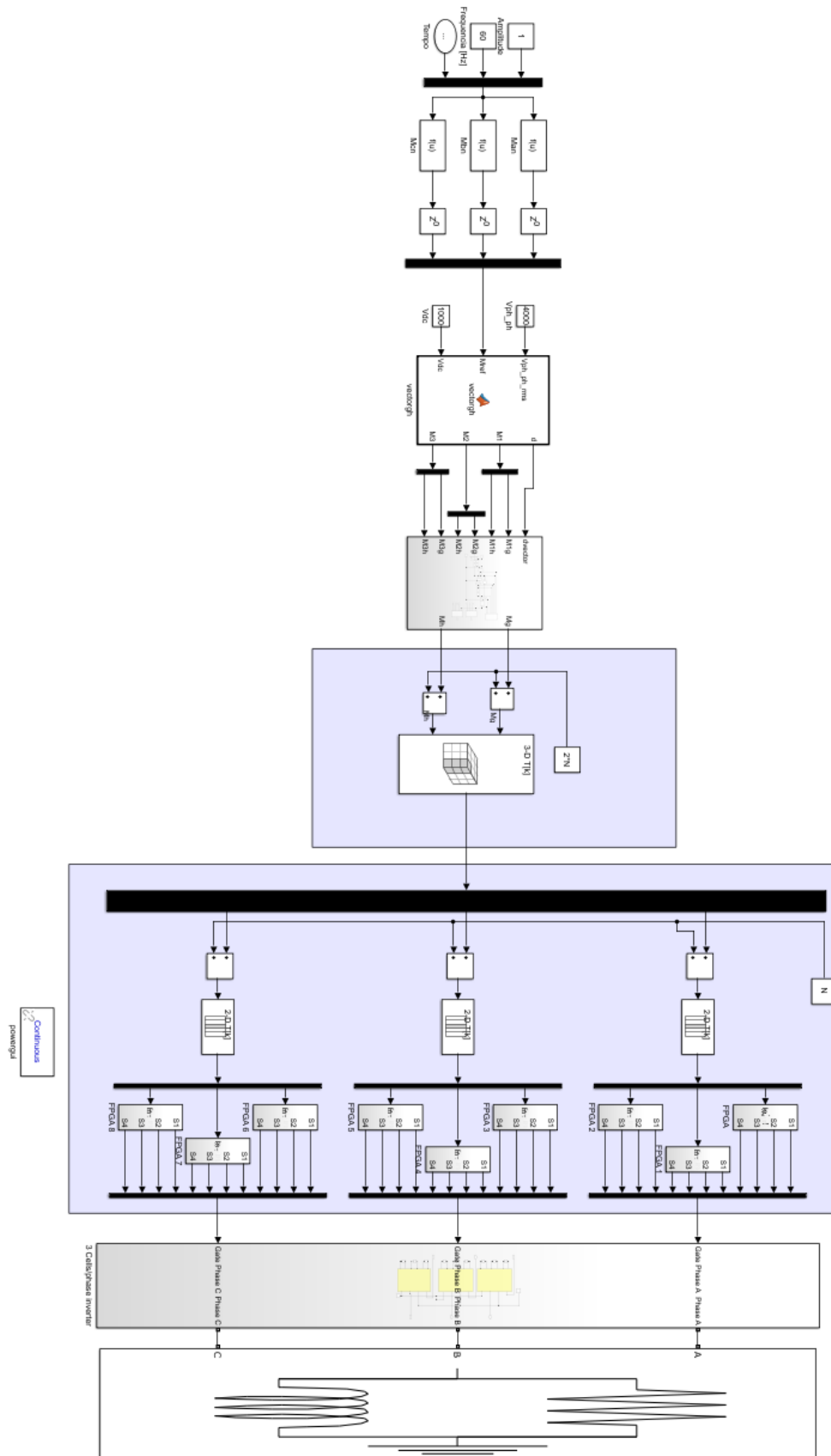
Utilizando-se então o bloco correspondente ao conversor *full-bridge* modular multinível da biblioteca Simscape Power Systems e um bloco para simular uma carga trifásica RLC em paralelo, é possível obter as formas de onda resultantes que incidem no motor. A arquitetura do circuito inversor consta na Figura 45, e o circuito completo pode ser visualizado na Figura 46.

Figura 45 – Diagrama de blocos do circuito trifásico do conversor *full-bridge* modular multinível no Simulink.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 46 – Diagrama de blocos do circuito trifásico completo simulado no Simulink.



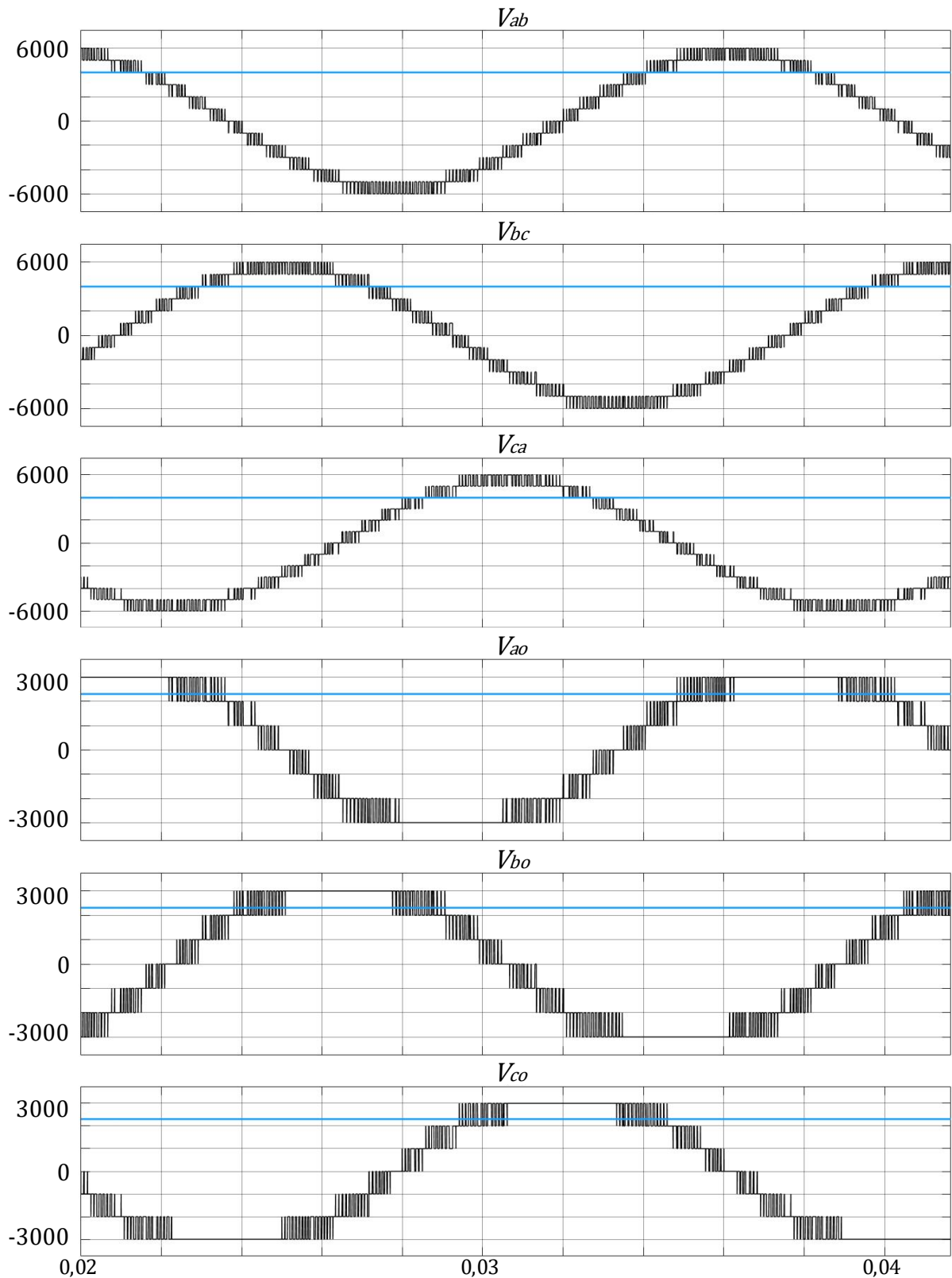
Fonte: elaborado pelo autor.

A função responsável por declarar as variáveis utilizadas no decorrer do processo é listada no anexo E.

A

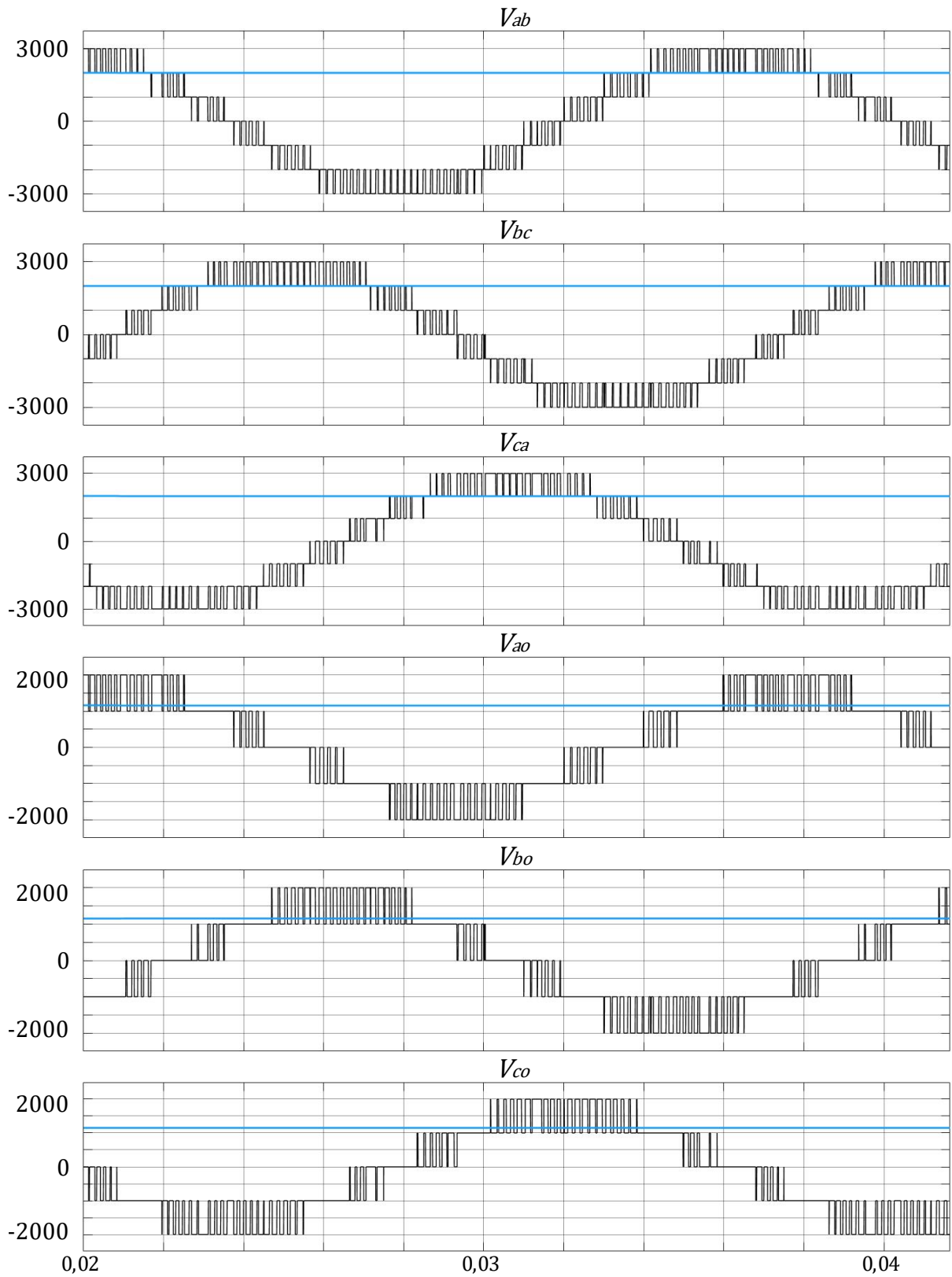
Figura 47 mostra as formas de onda de tensão de saída do conversor para uma tensão de linha RMS igual a 4000V e  $T_{sample} = 1/12000$  s (200 amostragens por ciclo de senoide, configurações também utilizadas nos gráficos anteriores), e a Figura 48 mostra as mesmas formas de onda de tensão para uma tensão de linha RMS igual a 2000V e  $T_{sample} = 1/6000$  s (100 amostragens por ciclo de senoide). Além disso, como comparativo, a Figura 49 mostra as formas de onda de tensão amostradas na entrada do conversor e as formas de onda no motor, sobrepostas no tempo, considerando as duas simulações com parâmetros descritos anteriormente. Para a simulação relativa à tensão de 2000V, é possível notar que o número de níveis é reduzido, pois nem todas as células por fase são utilizadas para síntese da tensão no motor.

Figura 47 – Formas de onda das tensões de fase e linha instantâneas e valor RMS da tensão (em azul) no motor no Simulink, para uma tensão de linha RMS de 4000V.



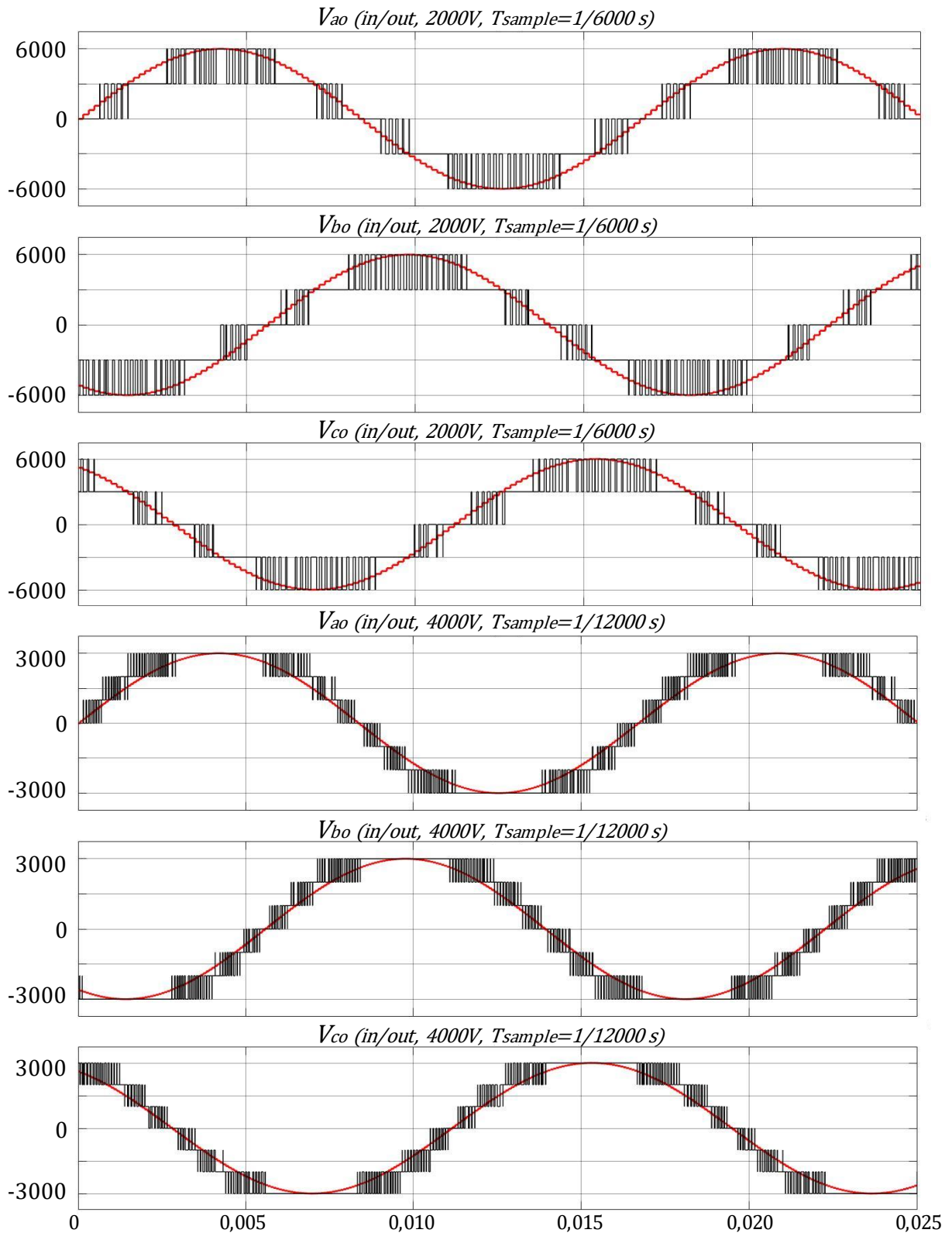
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 48 – Formas de onda das tensões de fase e linha instantâneas e valor RMS da tensão (em azul) no motor no Simulink, para uma tensão de linha RMS de 2000V.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 49 – Formas de onda comparativas das tensões de fase de entrada e saída no Simulink, considerando tensões de 2000 e 4000V.



Fonte: elaborado pelo autor.

### 3.2. Discussão e conclusão

Neste trabalho, é proposto um novo algoritmo de programação para a topologia específica de ponte-H em cascata. O trabalho aqui desenvolvido é baseado largamente no trabalho “A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters”, de Celanovic e Boroyevich, especificando a topologia para o modelo de ponte-H. O presente trabalho, assim como o de Celanovic, é base para futuros trabalhos que otimizarão ainda mais as diferentes etapas do funcionamento de um conversor, potencialmente obtendo ainda mais ganhos produtivos.

A mudança de coordenada proposta oferece maior benefício relativo para maiores números de módulos, ou seja, para atendimento de cargas de potência mais elevada. Nesses níveis de potência, o número de módulos prejudicaria o tempo de resposta do algoritmo convencional; a tensão de modo comum, por sua vez, é um percalço consistente em todo conversor de frequência, logo a inovação proposta traria retorno de performance e longevidade consistente para vasta gama de aplicações.

Um ponto importante em relação ao projeto proposto é que ele potencialmente pode ser implementado com custo reduzido para conversores já em funcionamento, dependendo do tipo de modulação com o qual o equipamento já opera e da arquitetura do sistema de controle do conversor. Logicamente, futuros projetos de conversores de frequência podem incluir o algoritmo proposto para todos os equipamentos novos, para os equipamentos destinados a aplicações ou potências em que o custo-benefício resultaria em saldo positivo para o cliente.

Também é importante notar que os resultados de tensão de saída foram obtidos utilizando-se 200 amostragens por ciclo de senoide. Para valores menores de amostragens por ciclo, a forma de onda de tensão pode ser prejudicada por conta dos inúmeros blocos lógicos baseados no sinal amostrado, o que reduziria a precisão do cálculo das razões cíclicas dos três NTVs, bem como a amostragem dos próprios vetores.

A relação no tempo dada pelas formas de onda nos eixos  $g$  e  $h$  é ainda um ponto nebuloso no desenvolvimento do trabalho, e que necessita de maior clarificação: embora a distinção dos eixos nas figuras de espaço vetorial mostre

uma defasagem de 60 graus entre eixos, as formas de onda na Figura 30 e na Figura 35 mostram uma defasagem de onda em torno de 120 graus. Essa defasagem é esperada, pois é sabido que  $V_g = V_{ab}$  e  $V_h = V_{bc}$  de acordo com (34), porém a incongruência entre espaço vetorial e defasagem temporal não ocorre com nenhum outro sistema de eixos, e deve ser melhor explorada no futuro.

O presente trabalho objetiva melhoria de processos; logo, é do interesse do consumidor e do projetista que os componentes tenham a maior vida útil possível, para maior tempo médio entre falhas e menores custos de manutenção. Assim, dados os resultados obtidos de forma de onda de saída, ainda é possível otimizar elementos do processo de modo a preservar os dispositivos semicondutores o melhor possível. Isso pode ser alcançado em futuros trabalhos de diferentes maneiras.

Uma delas é a ordem de comutação dos três vetores mais próximos, que é fixa:  $M_1$  ou  $M_{ul}$ , seguido de  $M_2$  ou  $M_{lu}$  e  $M_3$ , que pode ser  $M_{uu}$  ou  $M_{ll}$ . É possível reordenar quais desses vetores devem ser comutados em um dado momento, tendo como variáveis fatores que possam influenciar na longevidade dos componentes, como por exemplo, a configuração de condução anterior dos semicondutores.

Além disso, o método utilizando tabelas de referência no segundo bloco de linguagem de programação permite apenas uma única configuração de condução dos IGBTs para cada nível de tensão de módulo desejado; isso também pode causar sobreutilização de semicondutores e pode ser sanado utilizando-se um bloco lógico similar ao do terceiro bloco de linguagem de programação, de maneira a possibilitar mais de um possível estado para o mesmo nível de tensão de módulo.

#### 4. REFERÊNCIAS

CELANOVIC, Nikola; BOROYEVICH, Dushan. A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S. l.], v. 37, n. 2, 2001. DOI: 10.1109/28.913731.

FRANCESCO CAMPOSTRINI. **MODELLING OF “EXTENDED-DELTA” TRANSFORMERS FOR POWER CONVERTERS**. 2016. Università Degli Studi Di Padova, Padova, 2016.

HAMMOND, Peter W. A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S. l.], v. 33, n. 1, p. 202–208, 1997. DOI: 10.1109/28.567113.

HOLMES, D. Grahame; LIPO, Thomas A. **Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice**. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2003.

MALINOWSKI, Mariusz; GOPAKUMAR, K.; RODRIGUEZ, Jose; PEREZ, Marcelo A. **A survey on cascaded multilevel inverters** **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2010. DOI: 10.1109/TIE.2009.2030767.

MISHRA, Avinash; SEN, Rohit. Space Vector Pulse Width Modulation. **International Journal of Scientific & Engineering Research**, [S. l.], v. 5, n. 2, p. 1472–1476, 2014. DOI: 10.1201/9780203486337.ch11.

REICHERT FARIAS, Gisele; Maurici, Edgar; Machado Almeida, Nabi; Péres, Adriano. Transformadores para Retificadores com Múltiplos Pulsos: Cálculos Comparativos para as Configurações Delta Estendido, Ziguezague e Polígono . *In*: 60 SEMINÁRIO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA E CONTROLE SEPOC- 2012, Santa Maria -SC. **Anais** [...]. Santa Maria -SC: Universidade Federal de Santa Catarina, 2012.

WEG. **Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM**  
- **Guia técnico**. [s.d.]. Disponível em:

<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h35/h10/WEG-motores-de-inducao-alimentados-por-inversores-de-frequencia-pwm-50029351-brochure-portuguese-web.pdf>. Acesso em: 30 nov. 2021.

YUAN, Xiaoming; BARBI, Ivo. Fundamentals of a new diode clamping multilevel inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S. l.], v. 15, n. 4, 2000. DOI: 10.1109/63.849041.

ZHOU, Keliang; WANG, Danwei. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: A comprehensive analysis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S. l.], v. 49, n. 1, p. 186–196, 2002. DOI: 10.1109/41.982262.

REMPEL, Gerhard. “The Industrial Revolution”, **University of Delaware**. Disponível em <https://www1.udel.edu/flit/faculty/aml/201files/IndRev.html>. Acesso em: 01 mar. 2022.

MUSTO, Rafaela. Indústria reduziu impacto ambiental, diz CNI. jun. 2012. Disponível em <https://web.archive.org/web/20151208082435/http://www.brasilalemanhanews.com.br/Noticia.aspx?id=2534>. Acesso em: 01 mar. 2022.

## 5. ANEXOS

### ANEXO A – Função *vectorgh.m*

```

function [d, V1, V2, V3] = vectorgh(Vph_ph_rms, Mref, Vdc)

V1=zeros(2,1);
V2=zeros(2,1);
V3=zeros(2,1);

T = [1 -1 0; 0 1 -1];
Vref =sqrt(2/3)*(1/Vdc)*Vph_ph_rms*Mref;           % (16)
Vrefgh = T*Vref;                                   % (35)
Vrefg = Vrefgh(1,1);
Vrefh = Vrefgh(2,1);
ceilVrefg = ceil(Vrefg);
floorVrefg = floor(Vrefg);
ceilVrefh = ceil(Vrefh);
floorVrefh = floor(Vrefh);
Vul = [ceilVrefg;floorVrefh];                       % (36)
Vlu = [floorVrefg;ceilVrefh];                       % (36)
Vuu = [ceilVrefg;ceilVrefh];                       % (36)
Vll = [floorVrefg;floorVrefh];                     % (36)
Vulg = Vul(1,1);
Vulh = Vul(2,1);
Vllg = Vll(1,1);
Vllh = Vll(2,1);
Vuug = Vuu(1,1);
Vuuh = Vuu(2,1);
gph = Vulg + Vulh;
signalofexpression14 = Vrefg + Vrefh - (gph);      % (37)

if signalofexpression14 > 0                          % (37)
    Vthird = Vuu;
    dul = -(Vrefh - Vuuh);
    dlu = -(Vrefg - Vuug);
    dth = 1 - dul - dlu;
else
    Vthird = Vll;                                   % (39)
    dul = Vrefg - Vllg;
    dlu = Vrefh - Vllh;
    dth = 1 - dul - dlu;
end

d = [dul; dlu; dth];
M1 = Mul;
M2 = Mlu;
M3 = Mthird;

```

**ANEXO B – Função *ghToM.m***

```
function [M] =ghToM(Mg,Mh,N)

M = zeros(3,2*N);
for j=-N:N                                     % (40)
    MAo=j;
    MBo=MAo-Mg;
    MCo=MBo-Mh;
    if (MBo>=-N) && (MBo<=N) && (MCo>=-N) && (MCo<=N)
        M(:,j+N+1)=[MAo;MBo;MCo];
    else
        M(:,j+N+1)=[0;0;0];
    end
end
end
```

### ANEXO C – Função *MtoMabco.m*

```

function [Mabco] = MtoMabco(M)

SizeM=size(M);
columnsM=SizeM(1,2);
AjN=zeros(1,columnsM);
N=(columnsM-1)/2;

k=1;
for i=1:columnsM
    if not((M(1,i)==M(2,i)) && (M(2,i)==M(3,i)) && (M(1,i)==0))
        Mlinha(:,k)=M(:,i);
        k=k+1;
    end
end

SizeMlinha=size(Mlinha);
columnsMlinha=SizeMlinha(1,2);
sumMlinha=sum(Mlinha);
abssumMlinha=abs(sumMlinha);

index=1;
for i=1:columnsMlinha
    if abssumMlinha(1,i)<abssumMlinha(1,index)
        index=i;
    end
end

Mabco=Mlinha(:,index);

sumM=sum(M);
for j=1:2*N+1
    AjN(1,j)=(-1)*3*(N+1-j);
end
A=sumM==AjN;
if all(A)
    Mabco=[0;0;0];
end

```

## ANEXO D – Função ghMatrix\_lowerCM.m

```

function [GHMatrix_lowerCM] = ghMatrix_LowerCM(N)

GHMatrix_lowerCM=zeros(3,4*N+1,4*N+1);

ghsize=4*N+1;
for i=1:ghsize
    for j=1:ghsize
        Mg=-(2*N+1)+i;
        Mh=-(2*N+1)+j;
        abssumMgMh=abs(Mg+Mh);
        if abssumMgMh<=(2*N)
            [M] =ghtoM(Mg,Mh,N);
            [Mabco] = MtoMabco(M);
            Mao=Mabco(1,1);
            Mbo=Mabco(2,1);
            Mco=Mabco(3,1);
            GHMatrix_lowerCM(1,i,j)=Mao;
            GHMatrix_lowerCM(2,i,j)=Mbo;
            GHMatrix_lowerCM(3,i,j)=Mco;

        else
            GHMatrix_lowerCM(1,i,j)=0;
            GHMatrix_lowerCM(2,i,j)=0;
            GHMatrix_lowerCM(3,i,j)=0;
        end
    end
end
end

```

## ANEXO E – Função Rotina\_Inicializacao\_Variaveis.m

```

%Variaveis da modulação SVPWM
ffund = 60;
Tsample = ((1/60)/200);
CarrierFrequency=600;
TimeDelay=0;          % Atraso de tempo para ligar o IGBT (dead time)
N=3;

%Variaveis do inversor
Ts=3.3330e-06;        % Periodo de amostragem e de simulação
Fsw=600;              %Frequência da portadora [Hz]
Pnom=1800e3/9;        %Potência nominal de cada secundário do
transformador [VA]
Fnom=60;              %Frequência nominal do transformador e da rede do
inversor [Hz]
Vgrid=4160;           %Tensão nominal da rede onde o inversor está
conectado [V]
Vsec=4160;            %Tensão nominal do enrolamento secundário do
transformador do inversor[V] OBS: Conectado como primário
Vprim=750;            %Tensão nominal do lado do enrolamento Zig-Zag do
transformador do inversor [V] - OBS: Conectado como o secundário
Vsec=4160;            %Tensão nominal do enrolamento secundário do
transformador do inversor[V] OBS: Conectado como primário
PhaseShift=[20,40,60]; %Deslocamento de fase dos enrolamentos Zig-Zag do
transformador do inversor [graus]
Clink=20000e-6;       %Capacitância do barramento CC [F]
Vnom_dc=sqrt(2)*Vprim; %Tensão nominal do barramento DC [V]

Vdc=sqrt(2)*Vprim;    %Tensão do barramento DC [Vcc]

[GHMatrix_lowerCM] = ghMatrix_LowerCM(N);

```