

PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA
DO RIO DE JANEIRO



Vitor Heitor Cardoso Cunha

**Motores elétricos sem escovas com ímãs permanentes:
Modelagem, simulação e análise**

Projeto de Graduação

Projeto de Graduação apresentado ao Departamento de Engenharia Mecânica
da PUC-Rio

Orientador: Mauro Speranza Neto
Coorientador: Daniel Luiz de Mattos Nascimento

Rio de Janeiro
Dezembro de 2018

*“Aus so krummem Holze, als woraus der Mensch gemacht ist,
kann nichts ganz Gerades gezimmert werden”.*

*(De tal madeira tão torta, como a com que é feito o homem,
não se pode esculpir nada muito direito).*

Immanuel Kant

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha família e amigos pelo suporte durante o período acadêmico. Ao meu pai, Roberto, que por maiores que tenham sido as dificuldades, me proporcionou o máximo que pôde para que a formação acadêmica pudesse ser alcançada, portanto a você eu sou eternamente grato. Agradeço à minha mãe, Vera, e minha avó, Izabel, pelos seus papéis de indescritível importância no meu desenvolvimento como indivíduo. Aos meus irmãos Vinicius e André, que em meio a tantas discussões e desentendimentos, a irmandade sempre permaneceu sólida, e por isso sou eternamente grato. Agradeço à Mariana por todo o apoio e empatia proporcionada durante a conclusão desta etapa da minha jornada.

Devo agradecer aos meus queridos amigos de curso Castello, Patrick, Arthur, Murilo e Rosa, por todas as histórias compartilhadas, sem o auxílio do amigo, o indivíduo é como terra sem umidade. Aos meus amigos Eduardo e Larissa, eu agradeço a vocês por tudo que vocês me proporcionaram e por tudo que passamos juntos. Ao meu grande amigo Brian, eu agradeço pelo companheirismo e por todas as gargalhadas.

Agradeço à equipe do Instituto Tecgraf pelo auxílio e apoio concedido no desenvolvimento e revisão deste trabalho, em especial a Daniel, Rodrigo, Thadeu, Gabriel, Hugo, Chiyen e Renan.

Agradeço aos professores e funcionários que fizeram parte da minha jornada como estudante de engenharia, em especial aos professores Márcio Carvalho, Ivan Menezes, Luis Fernando Silva, Luis Fernando Azevedo, Igor Braga e Helon Ayala. Por fim, mas de forma não menos importante, agradeço ao meu orientador e professor Mauro Speranza Neto pela paciência e mentoria durante o período de desenvolvimento deste trabalho.

RESUMO

Motores elétricos sem escovas com ímãs permanentes: Modelagem, simulação e análise.

Motores BLDC são máquinas síncronas compostas por um rotor e um estator, e funcionam através das interações entre os campos magnéticos gerados por ímãs permanentes e eletro ímãs, conforme a sua configuração. Com a interação entre os campos (atração/repulsão), ocorre movimentação do rotor, gerando então trabalho. Utilizados em diversos setores da indústria, os motores estão presentes em diversos equipamentos, caracterizando uma relação entre a capacidade de produção de um processo e a performance do motor. A aplicação deste motor vem se destacando pela sua eficiência e baixo custo de manutenção - comparado com outros tipos de motores elétricos. Este trabalho fornece um modelo linear para a dinâmica de um motor elétrico sem escovas com ímãs permanentes em uma configuração DC, e propõe uma análise de seu comportamento dinâmico a fim de estudar sua performance com diferentes cargas acopladas. Em seguida, uma simulação do modelo é feita para avaliar o comportamento do motor em diversas condições e por fim, os resultados são discutidos e analisados.

Palavras chaves: Motores elétricos, PMBLDCM, Ímãs Permanentes, Sem Escovas, Máquinas Síncronas, Modelagem, Dinâmica, Sistemas Dinâmicos.

ABSTRACT

Permanent magnet electric brushless motors: Modeling, simulating and analysis

Electric brushless motors are synchronous machines composed by a rotor and a stator, working through magnetic field interactions generated from magnetic sources such as permanent magnets or electromagnets. The interaction between the magnetic fields creates an/a attraction/repulsion force that induces movement in the rotor, consequently generating useful work. Synchronous motors are present in mostly all manufacturing segments. Hence, improvements in the equipment can bring benefits for many industry segments. Due to its low maintenance and high efficiency, the permanent magnet brushless motor has becoming popular for cutting-edge technology applications. This work provides a linear model for the permanent-magnet brushless electric motor in a DC configuration and proposes an analysis of its dynamic behavior in order to study its performance with different coupled loads. After, a simulation of the dynamic model is provided to evaluate the motor behavior in several conditions. At last, the results obtained in the research are discussed and analyzed.

Key-words: Electric Motors, PMBLDCM, Permanent Magnet, Brushless, Synchronous Machines, Modeling, Dynamic Systems.

Sumário

1 Introdução	10
1.1. Objetivo	11
2 O Motor de Ímãs Permanentes Sem Escovas	12
2.1. Aplicações do Motor PM-BLDC	13
2.1.1. Aplicações no Setor Automotivo	13
2.1.2. Aplicações no Setor Aeroespacial	15
2.2. Configurações Físicas do Motor PM-BLDC	16
2.2.1. Tipos de Motores PM-BLDC	16
2.3. Acionamento do Motor PM-BLDC	18
3 Modelagem Matemática do Motor BLDC	20
3.1. Tensão das Fases	20
3.2. Transferência de Potência, Energia e Torque	25
3.3. Representação no Espaço de Estados	26
3.4. Representação em Grafos de Ligação	28
4 Eletrotécnica do Motor PM-BLDC	30
4.1. Inversores	30
4.2. Modulação da Largura do Pulso (<i>Pulse Width Modulation - PWM</i>)	31
4.3. Comutação Eletrônica	32
5 Simulação do Motor PM-BLDC	34
5.1. Análise do Sistema sem Controle	35
5.1.1. Aplicação do Torque de Carga a Partir de Condições Iniciais Nulas	38
5.1.2. Aplicação do Torque de Carga Após um Intervalo de Tempo	40
5.2. Análise do Sistema Com Controle	43
5.2.1. O Controlador PI	43
5.2.2. Aplicação do Torque de Carga a Partir de Condições Iniciais Nulas	48
5.2.3. Aplicação do Torque de Carga Após um Intervalo de Tempo	50
6 Conclusão	53
7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS	54

Lista de figuras

FIGURA 1 Classificação de motores elétricos utilizados industrialmente, adaptado de (HANSELMAN, 2004).	10
FIGURA 2 Esquema de um motor PM-BLDC com rotor interno (a) e rotor externo (b) (GEISEL, 2007).....	16
FIGURA 3 Circuito de meia-ponte em Y (cima) e circuito de ponte inteira em Δ (baixo), adaptada de (XIA, 2012).	19
FIGURA 4 Esquema do circuito equivalente do motor PM-BLDC (XIA, 2012).....	20
Figura 5: Arranjo do motor BLDC com os eixos das fases A, B e C em referência aos eixos d e q (direto e quadratura – esquerda); fluxo magnético formado na energização da fase A (centro); formato de onda da FEM de cada fase do motor e sinais obtidos pelos sensores Hall (direita). Adaptado de (XIA, 2012; BASZYNSKI; PIROG, 2014).....	22
FIGURA 6 Representação em grafos de ligação do motor PM-BLDC (NETO, 2018).	28
FIGURA 7 Configuração do acoplamento entre motor BLDC e inversor. Adaptado de (XIA, 2012).....	31
FIGURA 8 Exemplo de um sinal PWM sendo originado através de um procedimento de modularização da largura do pulso utilizando onda triangular como comparador (MOMENZAETH; TOLBA; AHMED; 2013).....	32
FIGURA 9 Diagrama de blocos sem controle do motor PM-BLDC (autor).....	36
FIGURA 10 Comportamento das variáveis de estado IA, IB e IC , das FCEMs eA, eB e eC além das tensões nominais VAn, VBn e VCn , respectivamente.	37
FIGURA 11 Comportamento das variáveis de estado ω e θ , além do torque elétrico Te	38
FIGURA 12 Comportamento dinâmico das variáveis de estado para $Tcarga = 10 Nm$	39
FIGURA 13 Comportamento dinâmico das variáveis de estado para $Tcarga = 25 Nm$	39
FIGURA 14 Comportamento dinâmico das variáveis de estado para $Tcarga = 50 Nm$	39
FIGURA 15 Comportamento dinâmico das variáveis de estado para $Tcarga = 10 Nm$ após 5 segundos.	41
FIGURA 16 Comportamento dinâmico das variáveis de estado para $Tcarga = 25 Nm$ após 5 segundos.	41
FIGURA 17 Comportamento dinâmico das variáveis de estado para $Tcarga = 50 Nm$ após 5 segundos.	41

FIGURA 18 Diagrama de blocos do controlador de velocidades implementado em motores PM-BLDC. Adaptado de (BOSE, 2002).	43
FIGURA 19 Diagrama de Blocos do sistema com o controlador de velocidade.	44
FIGURA 20 Reação de ω para $\omega_{ref} = 4000$ RPM (superior) e representação do erro absoluto da velocidade (inferior).	45
FIGURA 21 Reação de ω para $\omega_{ref} = 3000$ RPM (superior) e representação do erro absoluto da velocidade (inferior).	45
FIGURA 22 Reação de ω para $\omega_{ref} = 1500$ RPM (superior) e representação do erro absoluto da velocidade (inferior).	46
FIGURA 23 Reação de ω para $\omega_{ref} = 800$ RPM (superior) e representação do erro absoluto da velocidade (inferior).	46
FIGURA 24 Comportamento das correntes, FCEMs e Tensões de alimentação de fases para o sistema com controle.	47
FIGURA 25 Dinâmica das variáveis ω, θ e TE para o sistema com controle de velocidade. .	47
FIGURA 26 Comparação entre o comportamento de θ sem (superior) e com (inferior) a implementação de controle do sistema dinâmico.	48
FIGURA 27 Comportamento dinâmico das variáveis de estado com controle para $T_{carga} = 10$ Nm.	49
FIGURA 28 Comportamento dinâmico das variáveis de estado com controle para $T_{carga} = 25$ Nm.	49
FIGURA 29 Comportamento dinâmico das variáveis de estado com controle para $T_{carga} = 50$ Nm.	49
FIGURA 30 Comportamento das variáveis de estado com controle para $T_{carga} = 10$ Nm.	51
FIGURA 31 Comportamento das variáveis de estado com controle para $T_{carga} = 25$ Nm.	51
FIGURA 32 Comportamento das variáveis de estado com controle para $T_{carga} = 50$ Nm.	51

Lista de tabelas

TABELA 1 Comparação entre os motores elétricos utilizados em veículos elétricos (XIA, 2012).	14
TABELA 2 Comparativo entre as técnicas implementadas em motores PM-BLDC.....	17
TABELA 3 Relação entre características de diversas configurações disponíveis comercialmente para o motor PM-BLDC.	17
TABELA 4 Tabela de comutação das fases A, B e C.	33
TABELA 5 Dados utilizados para a simulação do motor.....	34

1 Introdução

A recente popularização o uso doméstico de *drones* e de outros equipamentos de rádio controle (RC) incentivou o desenvolvimento de motores com alta densidade de torque e baixo custo para o mercado comum, caracterizados como máquinas síncronas. Durante o funcionamento destes produtos, com a alta rotação do motor, a oscilação de torque cria flutuações de velocidade de alta frequência, gerando som e vibração indesejada. O controle da oscilação de torque pode prevenir vibrações indesejadas, aumentando a eficiência do equipamento, garantindo o funcionamento do equipamento em aplicações mais nobres ou onde é necessária extrema acurácia e precisão. Em velocidades mais baixas, oscilações de torque podem causar flutuações significativas, podendo até interromper o funcionamento do equipamento (PICCOLI, YIM, 2014).

Atualmente, as máquinas elétricas estão inseridas em diversos ambientes, tornando-se integrantes primordiais ao dia-a-dia (JULIANI, 2007). Com o desenvolvimento da tecnologia de microprocessamento, semicondutores de potência e técnicas de controle, a aplicação de máquinas síncronas de alta performance vem ganhando mais espaço no mercado. Essas máquinas são nomeadas síncronas, pois o rotor gira à mesma velocidade angular que a onda do campo magnético girante criado pelas correntes do estator.

Motores síncronos tem sido usado em diferentes aplicações, como automação industrial, automotiva, aeroespacial, instrumentação e eletrodomésticos desde 1970. O motor sem escovas de ímãs permanentes é um tipo de motor cuja comutação é feita eletronicamente em vez de usar escovas. Portanto, precisa de menos manutenção (TASHAKORI, EKTESABI e HOSSEINZADEH, 2011).

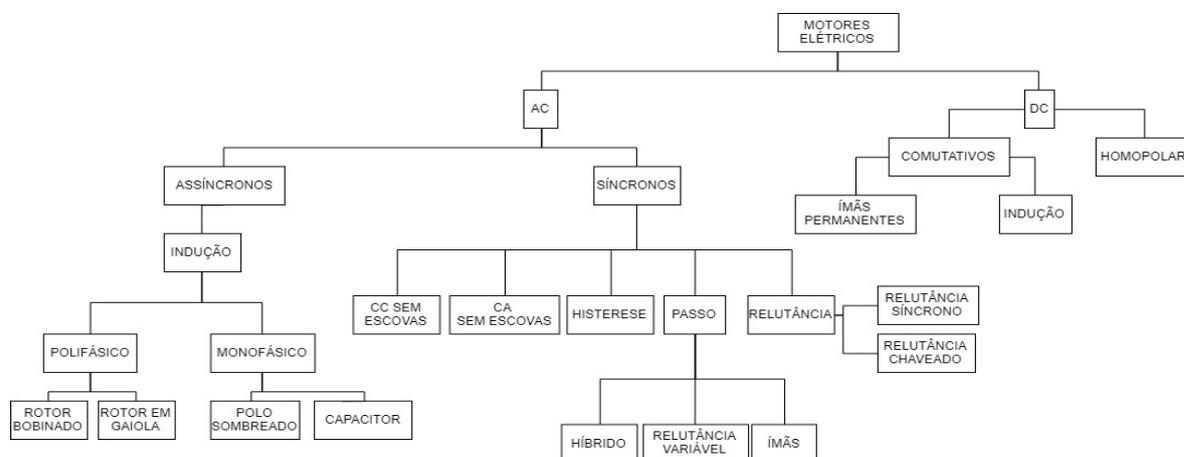


FIGURA 1 Classificação de motores elétricos utilizados industrialmente, adaptado de (HANSELMAN, 2004).

1.1. Objetivo

Neste trabalho é proposta a análise de um motor de ímãs permanentes de corrente contínua (PM-BLDC) através da sua representação dinâmica. Através de uma simulação do modelo dinâmico, parâmetros como posição, torque fornecido, velocidade angular e correntes de fase serão estudados e analisados.

Primeiramente são apresentadas as características de um motor PM-BLDC e em seguida os conceitos básicos do seu funcionamento. Uma breve revisão da literatura sobre os diversos modelos de representação da dinâmica do equipamento é feita, e em seguida é apresentado o modelo dinâmico utilizado neste trabalho. Em seguida é feita a simulação do modelo dinâmico através do SIMULINK/MATLAB^R, e os resultados obtidos são discutidos. Após, será avaliada a necessidade da implementação de técnicas de controle do sistema dinâmico para o seu funcionamento.

A discussão do comportamento do sistema dinâmico será desenvolvida na resposta obtida do modelo dinâmico do motor quando o mesmo é submetido a eventos distintos. Por fim, confere-se a diferença entre o comportamento do sistema na ausência e presença de táticas de controle.

2 O Motor de Ímãs Permanentes Sem Escovas

Máquinas síncronas com ímãs permanentes apresentam eficiência próxima da faixa de 75%, com maior confiabilidade e melhor desempenho que motores de indução monofásicos comumente utilizados na indústria (GUCKELBERGER, 2004). Segundo JULIANI (2007), as máquinas síncronas possuem diversas vantagens em relação aos acionamentos convencionais de velocidade variável empregados em motores de corrente contínua, garantindo maior desempenho. A ausência de escovas – o termo *brushless*, elimina eventos como o centelhamento, diminui a manutenção periódica do equipamento e aumenta o raio de aplicabilidade do motor (podendo ser aplicados em ambientes com risco de explosão), entre outros.

O termo *brushless DC* é associado às máquinas síncronas com ímãs permanentes em seu rotor e forma de onda não senoidal, sendo comercializadas com um conversor de potência acoplado. O conjunto se comporta como uma máquina convencional, utilizando de corrente contínua (NASAR; BOLDEA; UNNEWEHR, 1993). As características de um motor *brushless AC*, fisicamente e em questões de controlabilidade, são similares ao *brushless DC*, todavia a configuração AC implica em tensões induzidas ideais, com a mesma forma de onda da alimentação, e excitações senoidais (HENDERSHOT; MILLER, 1994).

Os motores com ímãs permanentes DC são comumente utilizados como atuadores em processos de manufatura, porém possuem associado ao seu funcionamento o desgaste das escovas com os comutadores, levando ao mau funcionamento do equipamento. O motor elétrico sem escovas DC (BLDC) foi desenvolvido visando a aplicação em dispositivos sensíveis e aparatos computacionais, onde o problema do desgaste se torna inaceitável (VAZ et al., 2009). Motores BLDC oferecem diversas vantagens ao ultrapassado motor DC, tais como maior eficiência e confiabilidade, redução de barulhos, maior vida útil (não há erosão nas escovas), eliminação das faíscas resultantes do contato entre o comutador e escova, entre outras. Com o avanço nas pesquisas sobre o tema, motores PM-BLDC são atuadores preferíveis em sistemas automatizados por conta das diversas vantagens agregadas ao seu funcionamento (TASHAKORI et al., 2010).

Devido à sua forma de funcionamento, o motor PM-BLDC realiza trabalho através da interação entre os campos magnéticos gerados na energização das partes eletromecânicas com os ímãs permanentes, que por sua vez induzem ao movimento, produzindo então trabalho. Diversos modelos para simulação podem ser encontrados na literatura para avaliar o

comportamento da dinâmica do motor PM-BLDC, baseados em equações de estado de espaço, séries de Fourier e o modelo de eixo d-q (PILLAY; KRISHNAN, 1989; CARLSON et al., 1992).

Esta classe de máquinas é conveniente em aplicações onde o desempenho não deve ser negligenciado, como os segmentos aeroespacial, automotivo, manufatura aditiva e naval. Os motores PM-BLDC fornecem maior torque em comparação às outras formas de atuação, garantindo precisão e exatidão elevadas (PRAVEEN et al., 2012).

No entanto, a atualização do motor DC convencional pelo motor PM-BLDC levantou novos desafios. Durante o seu funcionamento, as interações eletromagnéticas com a estrutura do motor geram um fenômeno de resistência ao movimento denominado de *cogging torque*. Devido ao seu projeto com fendas, a interação magnética do motor BLDC com a sua geometria gera instabilidade no torque fornecido pelo equipamento. Ambos os fenômenos citados são conhecidos como ondulação de torque (do inglês *torque ripple*) (LEE et al., 2011).

2.1. Aplicações do Motor PM-BLDC

Durante as últimas duas décadas, motores industriais de pequeno e médio porte estão sendo desenvolvidos rapidamente. Em particular, o motor PM-BLDC tem atingido enorme expansão nos setores automotivo, aeroespacial e na indústria de equipamentos domésticos, por conta das características de alta eficiência de pico, tempo de vida longo, baixo ruído e características de modulação de velocidade e torque desejáveis (XIA, 2012). Nas subseções a seguir serão representadas algumas aplicações dos setores descritos anteriormente.

2.1.1. Aplicações no Setor Automotivo

A aplicação de motores elétricos no setor automotivo cresce conforme aumenta a demanda de veículos pelo consumidor. Na China, o setor automotivo se tornou um dos pilares econômicos após o crescimento em infraestrutura no segmento industrial obtido pelo nono Plano de Cinco Anos aplicado pelo governo chinês, resultando em 2007 uma produção doméstica de 8 milhões de automóveis (XIA, 2012).

O desenvolvimento de novas tecnologias híbridas em automóveis ganha espaço nas grandes montadoras por conta da demanda global de redução da emissão de gases do efeito estufa. Com a popularização dos veículos híbridos e elétricos, os motores PM-BLDC vêm sendo uma alternativa às outras configurações de máquinas síncronas por conta da sua alta eficiência e sustentabilidade (GUO; CHEN, 2007). Alguns índices utilizados frequentemente para avaliar o desempenho dos motores elétricos no setor automobilístico são mostrados na Tabela 1.

TABELA 1 Comparação entre os motores elétricos utilizados em veículos elétricos (XIA, 2012).

Índice de Performance \ Tipo de Motor	Motor DC	Motor à Indução	Motor PM-BLDC	Motor de Relutância Alternada
Densidade Energética	Baixa	Intermediária	Alta	Muito Alta
Eficiência De Pico (%)	< 90	90-95	95-97	<90
Eficiência Em Carga (%)	80-87	90-92	85-95	78-86
Controlabilidade	Simples	Complexa	Difícil	Complexa
Confiabilidade	Normal	Boa	Excelente	Boa
Dissipação De Calor	Ruim	Ruim	Bom	Bom
Tamanho E Peso	Grande, Pesado	Normal, Normal	Pequeno, Leve	Pequeno, Leve
Performance Em Altas Velocidades	Ruim	Excelente	Boa	Excelente
Construção	Pouco Ruim	Bom	Muito Bom	Excelente
Custo Do Motor (US\$/Kw)	10	8-10	10-15	6-10
Custo Do Controlador	Baixo	Alto	Alto	Normal
Aplicabilidade	Pouco Ruim	Normal	Excelente	Muito Bom

Embora o uso de motores seja intuitivamente levado à ideia de fornecimento de potência, os motores podem ser usados nos acionamentos de ar-condicionado, escovas, *airbags*, portas elétricas e assentos elétricos. O ar condicionado automotivo é um dos produtos acessórios mais importantes em um automóvel, e seu desempenho influencia diretamente o conforto dos passageiros. Os motores aplicados em sistemas de refrigeração, junto de seus controladores, têm relação direta com o desempenho dos condicionadores de ar automotivos (XIA; XUE, 1999, XIA; SHI, 2001).

Conforme as técnicas de eletrônica de potência, controle e automação e ciência da computação estão se desenvolvendo, as técnicas de regulação de velocidade do motor BLDC

se aprimoram gradualmente com maior qualidade e menor preço. Portanto, os motores PM-BLDC terão uma gama mais ampla de aplicações e serão um diferencial nas técnicas de regulação de velocidade (XIA, 2012).

2.1.2. Aplicações no Setor Aeroespacial

Devido à sua aplicação particular, na indústria aeroespacial, os motores devem ter tamanho pequeno e estrutura simples. A estrutura especial e técnicas avançadas de controle de posição dos motores PM-BLDC possibilitam que eles sejam amplamente utilizados na indústria aeroespacial. Nessa condição, o motor PM-BLDC geralmente opera com carga variável, o que requer boa regulação de alta velocidade e resposta dinâmica, por exemplo, a aplicação de giroscópios e braços robóticos. Ele é controlado usando feedback de velocidade semifechado ou em malha fechada, em que algoritmos de controle avançado são geralmente implementados nos sistemas correspondentes (XIA; XUE, 2004; XIA, 2012).

No setor aeroespacial, alguns motores BLDC, como os usados em bombas centrífugas de alta velocidade e câmeras de alta velocidade, podem atingir a velocidade de dezenas de milhares de rotações por min ou mais (XIA, 2012). Logo, se faz necessário considerar os requisitos e soluções de desempenho mecânico e elétrico quando ele opera em alta velocidade. Por exemplo, o problema de rolamento de um motor rotativo de alta velocidade pode ser resolvido implementando um rolamento magnético ativo ou um projeto sem rolamentos (SHI, 2001).

No entanto, existem diferenças significativas nos níveis de tensão e frequência entre a potência em aplicações convencionais e as da indústria aeroespacial. Portanto, requisitos especiais para circuitos retificadores e circuitos de conversão de conversão de frequência devem ser levados em consideração nos sistemas de controle de motores BLDC, onde a tecnologia de comutação suave pode ser introduzida para minimizar o ruído e perda durante a comutação de alta frequência para melhorar as propriedades do sistema (XIA, 1999). Enquanto isso, para atender às necessidades de alta confiabilidade, alguns meios especiais, como técnicas de aprisionamento, técnicas de redundância e assim por diante, são adotados para evitar que o software afunde em circulação inoperante ou tenha outros problemas (XIA; XUE, 2004).

2.2. Configurações Físicas do Motor PM-BLDC

Os motores PM-BLDC podem ter diversas configurações de rotor, número de polos, fases e ranhuras. As configurações são escolhidas de acordo com a aplicação na qual o equipamento será aplicado. O motor BLDC geralmente consiste de três partes: a estrutura do motor, seu *drive* de controle de potência (do inglês *power driving circuit*) e do seu sensor de posicionamento. Ademais, este equipamento pode ser organizado de diferentes formas, com diversas estruturas e diferentes tipos de *drives* de controle de potência (XIA, 2012).

2.2.1. Tipos de Motores PM-BLDC

Os motores PM-BLDC podem ser elaborados com rotor interno ou externo, no entanto, o tipo mais comum de motor é aquele em que o rotor é interno ao estator, de forma a permitir uma fácil fixação do eixo do rotor, através de mancais ou rolamentos, à periferia do estator (GEISEL, 2007).

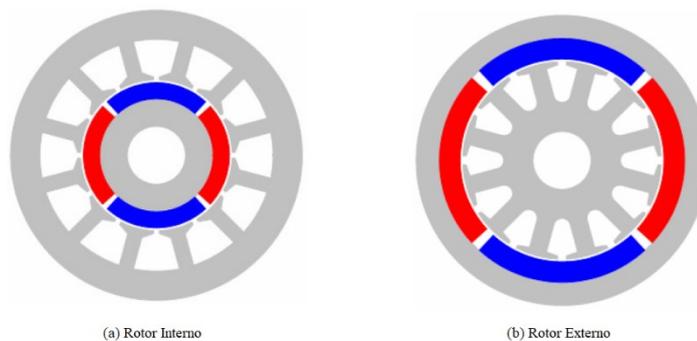


FIGURA 2 Esquema de um motor PM-BLDC com rotor interno (a) e rotor externo (b) (GEISEL, 2007).

A concepção do tipo de motor, contudo, é avaliada conforme a sua aplicação. Para episódios de alta frequência de acelerações e desacelerações, por conta de uma alta relação de conjugado inercial, uma configuração com rotor interno é mais apropriada. Todavia, um motor com rotor externo possui a vantagem da fixação dos ímãs ao componente, uma vez que o movimento de rotação os comprime contra o estator, dispensando então o uso de adaptações de retenção (GEISEL, 2007). A tabela 2 apresenta um comparativo entre motores com rotor externo e interno.

TABELA 2 Comparativo entre as técnicas implementadas em motores PM-BLDC.

Demandas	Rotor Externo	Rotor Interno
Acelerações rápidas	Pior	Melhor
Alta transferência de calor	Pior	Melhor
Reversão	Pior	Melhor
Aplicação em bombas	Melhor	Pior
Aplicação em sistemas de armazenamento de dados	Melhor	Pior
Aplicação em ventiladores	Melhor	Pior

Além das diferentes configurações entre rotores e estatores, motores PM-BLDC podem ser configurados com diversos números de fases. Usualmente o equipamento é encontrado com três fases, configuração que se tornou popular devido à uma combinação de baixa oscilação de torque mecânico e uso mais engenhoso de comutadores, condutores e tiristores (HENDERSHOT; MILLER, 1994). Conforme GONELLA (2006), motores trifásicos possuem flexibilidade de configuração das bobinas em Δ ou em Y, diminuindo o número de condutores necessários para a sua ação. GONELLA (2006) também afirma que o uso de três fases no motor PM-BLDC possibilita o uso de tecnologias desenvolvidas para o resfriamento de equipamentos como motores de indução por corrente alternada, entre outros, facilitando assim a reposição de peças do equipamento. A tabela 3 mostra um comparativo entre os números de fases em motores PM-BLDC disponíveis comercialmente (HENDERSHOT; MILLER, 1994).

TABELA 3 Relação entre características de diversas configurações disponíveis comercialmente para o motor PM-BLDC.

Número de Fases	Oscilação de Torque (%) – Aprox.	Número de Comutadores Eletrônicos	Uso dos condutores (%)
1	100	2	50
2	30	4 ou 8	50
3	15	6 ou 3	67
4	10	8	75
6	7	12	83
12	3	24	92

Na tabela 3 é possível observar que para motores com 2 e 3 fases, o número de comutadores eletrônicos utilizado pode variar entre 4 ou 8, e 3 ou 6, respectivamente. Este fato é justificado pela possibilidade destas configurações poderem utilizar de técnicas de operação

sensorless para o mapeamento da posição do rotor. O uso dos condutores cresce à medida que o número de fases aumenta, pois as armaduras referentes a cada fase são energizadas em um período mais curto (GONELLA, 2006).

2.3. Acionamento do Motor PM-BLDC

O acionamento do motor PM-BLDC ocorre através do processo de comutação, semelhante ao ocorrido em máquinas convencionais de corrente contínua com comutadores mecânicos, um conjunto escova-comutador, de forma que a posição angular do rotor determine o fluxo concatenado Ψ_1 gerado pelo estator (HENDERSHOT; MILLER, 1994). Comparando com outros equipamentos, o motor BLDC é excitado por uma onda quadrada, possibilitando uma maior utilização dos ímãs permanentes, maior entrega de torque, alta eficiência e confiabilidade. Com o desenvolvimento de ligas magnéticas de alta performance e preços mais competitivos, as características superiores do motor BLDC estão se tornando mais evidentes (XIA, 2012).

O processo de comutação é realizado através dos transistores de potência, transistores ou tiristores, necessariamente alimentados em malha fechada a fim de garantir o funcionamento dos procedimentos operacionais do equipamento (GEISEL, 2007; JULIANI, 2009). Técnicas eletrônicas de monitoramento da posição angular do rotor podem ser aplicadas através do uso de sensores (tipo Hall) ou técnicas *sensorless*, utilizando configurações em malha fechada com realimentação (GONELLA, 2006). O controle do atuador utiliza de diversos algoritmos de predição rápida, variando conforme o motor é projetado (WONBOK, WOOTAIK e BYOUNG-KUK, 2007).

Na estrutura do estator do motor BLDC, as configurações encontradas para o arranjo comutativo são similares às encontradas em motores à indução e máquinas síncronas mais genéricas. Nele, os enrolamentos de armadura são organizados simetricamente no núcleo de ferro, podendo ser conectados em um arranjo em “Y” ou em “ Δ ”. O arranjo em Y é mais utilizado em equipamentos trifásicos por obter uma melhor eficiência e eficiência na transferência de calor (XIA, 2012).

O funcionamento dos motores BLDC conectados em Y geralmente acontece usando circuitos de meia-ponte (do inglês *half-bridge driving circuit*) ou em circuitos de ponte inteira (do inglês *full bridge driving circuits*). Em configurações conectadas em Δ , circuitos de ponte

inteira são mais populares, pois nessa configuração, o arranjo do circuito incrementa a utilização das espiras, reduzindo assim as oscilações de torque. A figura 3 apresenta os circuitos arranjados em Y e em Δ , onde L_A, L_B e L_C são as indutâncias das fases A, B e C, respectivamente, e T_i são chaves de potência, arranjadas conforme demanda o circuito (XIA, 2012; XIA, 1999).

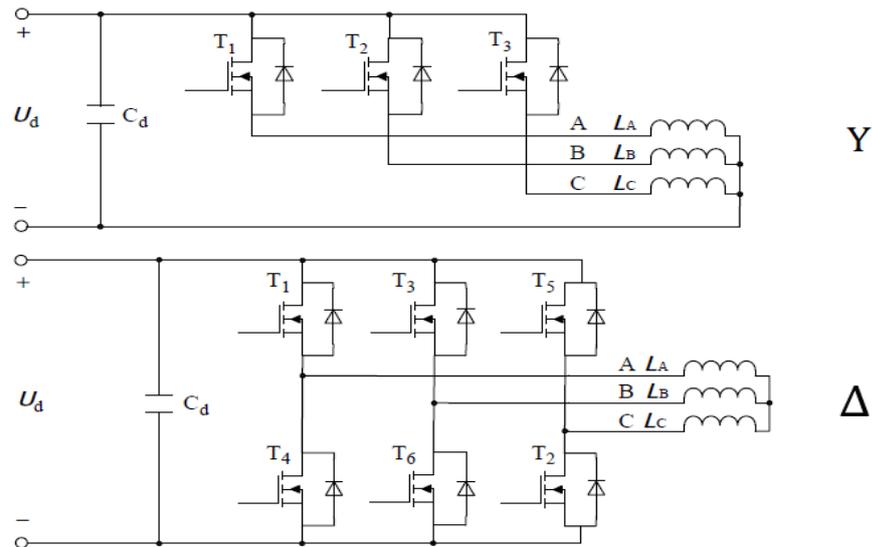


FIGURA 3 Circuito de meia-ponte em Y (cima) e circuito de ponte inteira em Δ (baixo), adaptada de (XIA, 2012).

O controle da posição do rotor é feito através do monitoramento com sensores capazes de detectar o movimento rotacional, convertendo o fenômeno em um sinal elétrico. Esta informação é necessária para o gerenciamento do processo de comutação entre as fases. O controle da posição do rotor pode ser obtido a partir de técnicas sem sensores (*sensorless*), baseados em métodos de verificação da força *contra*-eletromotriz (FCEM, do inglês *back-EMF*), analisando os *zeros* da FCEM através do terminal de tensão, métodos de análise do terceiro harmônico (do inglês *third-harmonic method*), métodos PLL (*phase-locked loop method*), estimativas do fluxo magnético, entre outros (SONG et al, 2017).

Contudo, por conta do volume compacto, baixo custo e operação consagrada no setor industrial, as técnicas de controle da posição do rotor com sensores são mais encontradas no mercado (XIA, 2012). De tal forma, para este trabalho, o controle do posicionamento será feito com o uso de sensores *Hall*, um tipo de sensor magnético conveniente para a análise da dinâmica do motor por conta da sua simplicidade e funcionamento confiável e íntegro.

3 Modelagem Matemática do Motor BLDC

Nesta seção é desenvolvido o modelo de equações diferenciais para o motor BLDC trifásico conectado em Y, considerando as seguintes características: estrutura não saliente de polos no rotor; arranjo simétrico dos 3 sensores *Hall* referentes à cada fase, deslocados de 120° entre si. Conforme (XIA, 2012), a construção do modelo é feita sob as seguintes hipóteses:

- 1) Os fenômenos de saturação magnética no núcleo de ferro (perdas por dispersão), aparecimento de correntes parasitas (do inglês *eddy currents*) e perdas por histerese serão desconsiderados;
- 2) As reações da armadura são desconsideradas;
- 3) As distribuições de campo magnético no entreferro (lacunas de ar) no interior do motor são consideradas como ondas trapezoidais, com seus limites superior e inferior planos com comprimento de 120° elétricos;
- 4) As três fases do motor são simétricas, incluindo as resistências, indutância mútua e auto-indutância referentes ao seu arranjo, assumindo configuração não-saliente do rotor;
- 5) Não há desalinhamentos entre os ímãs permanentes e as armaduras.

3.1. Tensão das Fases

Considere o circuito equivalente do motor BLDC expresso na figura 4:

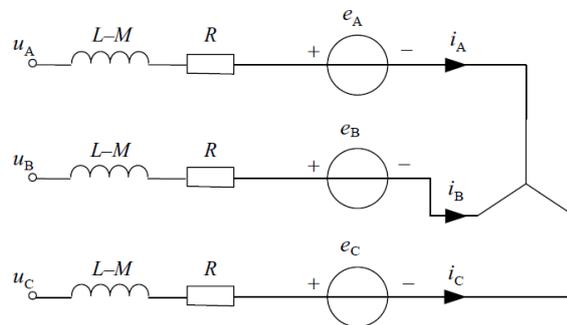


FIGURA 4 Esquema do circuito equivalente do motor PM-BLDC (XIA, 2012).

Considerando a direção positiva descrita na figura 4, a tensão de fase para cada armadura deve considerar a queda de resistência inerente e a força eletromotriz (FEM) induzida, expressos por

$$v_n = R_n i_n + e_{\psi n} \quad (3.1)$$

Onde entende-se

v_n – Tensão da fase para cada armadura, sendo o subscrito n descreve as fases A, B e C;

R_n – Resistência da fase. Conforme a hipótese inicial, tem-se $R_A = R_B = R_C = R$;

i_n – Corrente da fase;

$e_{\psi n}$ – FEM induzida da fase.

Segundo (HENDERSHOT; MILLER, 1994), a FEM gerada em uma espira pode ser descrita pela lei da indução de *Faraday*, assumindo geralmente um formato trapezoidal. Neste cenário, a corrente da n -ésima armadura terá forma de uma onda quadrada.

$$e_n = \frac{d\Psi_n}{dt} \quad (3.2)$$

Ψ_n é o fluxo magnético referente à fase n . Tomando a fase A como exemplo, Ψ_A é descrito por (XIA, 1999):

$$\Psi_A = L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C + \psi_{pm}(\theta) \quad (3.3)$$

Onde

L_A – Auto-indutância da fase A;

M_{AB} – indutância mútua da fase A com a fase B;

M_{AC} – indutância mútua da fase A com a fase C;

θ – posição angular entre o eixo da fase A e o eixo d do motor;

$\psi_{pm}(\theta)$ – fluxo magnético total dos ímãs permanentes (PM) referente à fase A.

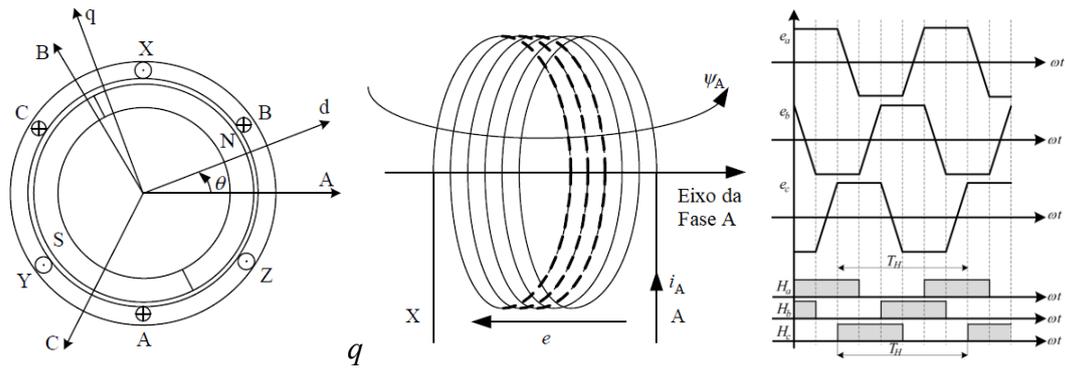


Figura 5: Arranjo do motor BLDC com os eixos das fases A, B e C em referência aos eixos d e q (direto e quadratura – esquerda); fluxo magnético formado na energização da fase A (centro); formato de onda da FEM de cada fase do motor e sinais obtidos pelos sensores Hall (direita). Adaptado de (XIA, 2012; BASZYNSKI; PIROG, 2014).

Observe que $\psi_{pm}(\theta)$ depende da distribuição do campo magnético no entreferro. Assumindo como exemplo a fase A, (XIA, 2012) assegura a relação entre o fluxo magnético ψ_{pm} para uma posição α qualquer e a distribuição do campo magnético no entreferro da seguinte forma:

$$\psi_{pm}(\alpha) = N\phi_{pm}(\alpha) \quad (3.4)$$

$$\phi_{pm}(\alpha) = \int_{-\frac{\pi}{2}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} B(\theta) S d\theta \quad (3.5)$$

Sendo

$\phi_{pm}(\alpha)$ – Fluxo magnético do PM referente à fase A quando a posição do rotor é α ;

$B(\theta)$ – densidade de fluxo radial do PM no entreferro, assumido como uma distribuição trapezoidal em θ ;

N – número de espiras na armadura;

S – produto entre o raio do rotor e o comprimento efetivo dos condutores.

Conforme desenvolvido por (XIA, 1999; HENDERSHOT; MILLER, 1994), obtém-se a FEM referente às fases A, B e C através da expressão:

$$e_A = 2NSB_m f_A(\theta) = \omega \lambda_m f_A(\theta) \quad (3.6)$$

$$e_B = \omega \lambda_m f_B(\theta) \quad (3.7)$$

$$e_C = \omega \lambda_m f_C(\theta) \quad (3.8)$$

Onde

B_m – Valor máximo de densidade magnética do PM no entreferro;

λ_m – valor máximo do fluxo magnético do PM para cada fase ($\lambda_m = 2NSB_m$);

ω – velocidade angular elétrica do rotor;

f_A, f_B e f_C – forma de onda das FEMs das fases A, B e C, respectivamente;

e_A, e_B, e_C – força contra eletromotriz (FCEM, do inglês *back-EMF*) de cada fase.

É importante reforçar que f_A, f_B e f_C são distribuições trapezoidais em função da posição do rotor, e possuem valores máximo e mínimo de +1 e -1, respectivamente. Ademais, conforme proposto, as três fases são simétricas, portanto, $f_B = f_A\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$ e $f_C = f_A\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$.

Considerando o circuito equivalente representado na figura 4, a corrente das três fases deve satisfazer a relação abaixo:

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (3.9)$$

A representação da tensão de cada fase é dada através da relação abaixo (HENDERSHOT; MILLER, 1994; MURUGANANTHAM; PALANI, 2010; XIA, 2012):

$$V_{As} = Ri_A + (L - M) \frac{di_A}{dt} + e_A \quad (3.10)$$

$$V_{Bs} = Ri_B + (L - M) \frac{di_B}{dt} + e_B \quad (3.11)$$

$$V_{Cs} = Ri_C + (L - M) \frac{di_C}{dt} + e_C \quad (3.12)$$

O subscrito ‘s’ no vetor de tensões refere-se à ‘single’, indicando apenas à fase destacada. A representação da tensão na forma matricial utilizando um circuito equivalente conectado em Y deve considerar a presença de um ponto neutro no seu arranjo. Nesta configuração, o monitoramento das tensões de fase é mais complexo do que em circuitos equivalentes com outras configurações. Contudo, em Y é possível monitorar mais facilmente a tensão de linha-a-

linha (do inglês *line-to-line voltage*), tornando o arranjo mais adaptável à outras técnicas de sensoriamento do rotor e monitoramento do desempenho do motor (XIA, 2012).

Portanto, um modelo matemático baseado na tensão de linha-a-linha considera as restrições físicas do circuito equivalente em Y, tornando-o um melhor representante do fenômeno dinâmico. Outrossim, a representação matricial do modelo dinâmico do motor PM-BLDC é obtida em seguida.

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -R & 0 \\ 0 & R & -R \\ -R & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & M-L & 0 \\ 0 & L-M & M-L \\ M-L & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A - e_B \\ e_B - e_C \\ e_C - e_A \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

A configuração de rotor não saliente proposta pela hipótese (4) assume comportamento constante das constantes magnéticas do motor em função da posição θ do rotor, sendo assim, (3.13) pode ser rearranjado em

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Considerando (MURUGANANTHAM; PALANI, 2010), assumem-se tensões de entrada incluindo o ponto neutro de tensão. Para tanto, (3.14) é reescrita considerando a equação (3.15), representados em seguida.

$$V_n = \frac{V_A + V_B + V_C}{3} - [e_A + e_B + e_C] \quad (3.15)$$

$$\begin{bmatrix} V_A - V_n \\ V_B - V_n \\ V_C - V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Para fins de simplificação, será considerado nas representações seguintes $V_A - V_n = V_{An}$, $V_B - V_n = V_{Bn}$ e $V_C - V_n = V_{Cn}$.

3.2. Transferência de Potência, Energia e Torque

O estudo da potência e torque do motor PM-BLDC ocorre na perspectiva dos fenômenos de transferência de energia. Durante o funcionamento do equipamento, a potência fornecida pela fonte de potência é absorvida pelo motor, que em seguida é repassada ao rotor através do entreferro, pelo efeito do torque. A potência transferida ao rotor é definida como potência eletromagnética (P_E) é definida pela soma do produto da corrente e FCEM de cada fase, representado abaixo (HENDERSHOT; MILLER, 1994; XIA, 2012).

$$P_E = i_A e_A + i_B e_B + i_C e_C \quad (3.17)$$

Observe que a potência eletromagnética é vista como a potência necessária para sobrepor a FCEM. A análise de transferência de potência e energia no motor PM-BLDC é comumente dita como ideal, uma vez que as perdas obtidas na operação por conta da resistência dos materiais energizados são desprezíveis. A relação entre a potência eletromagnética e a energia cinética é descrita em seguida.

$$P_E = T_E \Omega \rightarrow T_E = \frac{P_E}{\Omega} = \frac{i_A e_A + i_B e_B + i_C e_C}{\Omega} \quad (3.18)$$

Onde

T_E – Torque eletromagnético;

Ω – velocidade angular do rotor.

Substituindo as equações (3.6), (3.7) e (3.8) na equação (3.18), tem-se a representação do torque eletromagnético do motor em função das distribuições trapezoidais das FCEMs de cada fase. Com isso, temos:

$$T_E = p [\lambda_m f_A(\theta) i_A + \lambda_m f_B(\theta) i_B + \lambda_m f_C(\theta) i_C] \quad (3.19)$$

onde p é o número de pares de polos do motor.

As equações (3.20) e (3.21) representam a relação entre a dinâmica do rotor e os fenômenos de transferência de energia e taxa de variação da posição angular do rotor, respectivamente (MURUGANANTHAM; PALANI, 2010).

$$T_E - T_L = J \frac{d\Omega}{dt} + B_V \Omega \quad (3.20)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{p}{2} \Omega \quad (3.21)$$

Onde

T_L – Representa o torque da carga acoplada ao eixo do rotor (do inglês *load torque*);

J – momento de inércia do rotor;

B_V – coeficiente de atrito viscoso.

3.3. Representação no Espaço de Estados

Na teoria de controle moderno, a representação da dinâmica de um sistema em um modelo de estado é uma técnica amplamente utilizada por conta da sua versatilidade. Através do modelo de estado, é possível analisar e estudar as variáveis independentes do sistema, e assim determinar os estados do sistema (XIA, 2012). Um sistema representado em variáveis de estado é apresentado a seguir.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3.22)$$

As equações de estado do motor PM-BLDC podem ser obtidas algebricamente através do modelo diferencial do sistema, fazendo uma escolha apropriada das variáveis de estado. Não há uma escolha única para as variáveis de estado, contudo, as mesmas devem ser independentes entre si. Dito isso, este estudo busca analisar a eficiência energética, torque fornecido e potência consumida pelo motor, parâmetros deriváveis das variáveis de entrada V_{An} , V_{Bn} , V_{Cn} e T_L . De acordo com (MURUGANANTHAM; PALANI, 2010) e (XIA, 2012), uma representação convencional do modelo de estados para o motor PM-BLDC, considerando as variáveis de estado i_A , i_B , i_C , ω e θ , consiste em matrizes A e B descritas na forma abaixo:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L-M} & 0 & 0 & \frac{\lambda_m f_a(\theta)}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L-M} & 0 & \frac{\lambda_m f_b(\theta)}{J} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L-M} & \frac{\lambda_m f_c(\theta)}{J} & 0 \\ \frac{\lambda_m f_a(\theta)}{J} & \frac{\lambda_m f_b(\theta)}{J} & \frac{\lambda_m f_c(\theta)}{J} & -\frac{B_V}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{p}{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L-M} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

A representação matricial do modelo de estado $\dot{x} = Ax + Bu$ é obtida em (3.24).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_A}{dt} \\ \frac{di_B}{dt} \\ \frac{di_C}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L-M} & 0 & 0 & \frac{\lambda_m f_a(\theta)}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L-M} & 0 & \frac{\lambda_m f_b(\theta)}{J} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L-M} & \frac{\lambda_m f_c(\theta)}{J} & 0 \\ \frac{\lambda_m f_a(\theta)}{J} & \frac{\lambda_m f_b(\theta)}{J} & \frac{\lambda_m f_c(\theta)}{J} & -\frac{B_V}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{p}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L-M} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \\ T_L \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Observa-se em (3.24) que a variação de θ durante o funcionamento do motor implica na variação temporal da matriz A. De tal forma, a representação do modelo de estado denota um sistema contínuo variável no tempo com múltiplas entradas e múltiplas saídas (do inglês “*Multiple-Input Multiple-Output*”), retratado na literatura através da sigla “MIMO” (XIA, 2012).

3.4. Representação em Grafos de Ligação

A técnica de grafos de ligação (do inglês *bond graphs*) é uma descrição independente do domínio que intenta avaliar graficamente o comportamento dinâmico de sistemas físicos (VAZ et al., 2009). A tática é uma ferramenta explícita para analisar a interação energética dos elementos de um sistema, a fim de sanar a inabilidade da criação de conceitos explícitos de potência e energia através de representações em diagramas de blocos (SIMÃO, 2013).

O uso de grafos de ligação é comum para descrever o acoplamento de diversas naturezas físicas em um sistema dinâmico, uma vez sendo anteferido pela tática a representação através de elementos de armazenamento de fluxo e esforço. Desta maneira, a descrição da dinâmica do motor PM-BLDC transfigura-se de forma eficiente, em razão de possibilitar a análise do acoplamento do motor em outros sistemas de maneira elementar (GAWTHROP, BEVAN, 2007).

A figura 6 relata a dinâmica do sistema referente ao motor PM-BLDC através da técnica de grafos de ligação. Nota-se no retrato a trajetória do fluxo de potência e esforço, através dos elos de potência (do inglês *power bonds*).

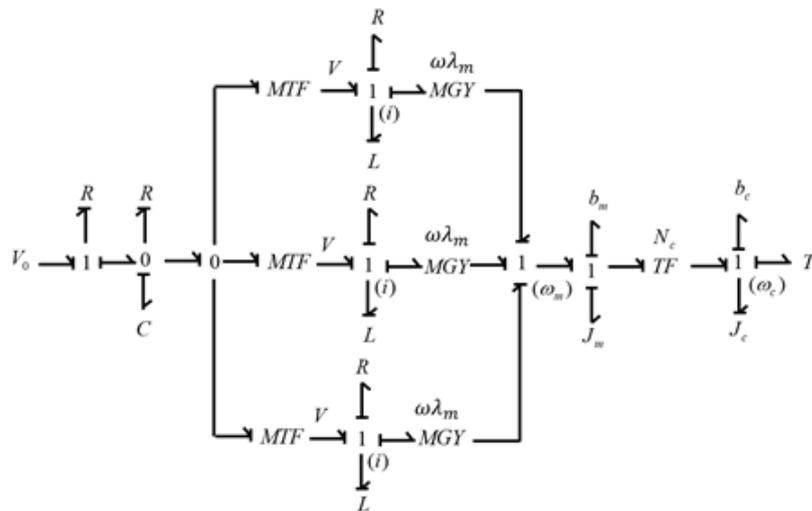


FIGURA 6 Representação em grafos de ligação do motor PM-BLDC (NETO, 2018).

Com o uso da técnica de grafos de ligação, o acoplamento de outros sistemas como fontes móveis de alimentação, junções em sistemas híbridos, entre outras aplicações pode ser simulado com maior simplicidade. Para este estudo, entretanto, a técnica não será desenvolvida ou simulada, em virtude do objetivo de o trabalho ser a simulação do comportamento do motor

através do software comercial SIMULINK/MATLAB^R. Portanto, o equacionamento da representação fornecida pela figura 6 não será desenvolvido.

4 Eletrotécnica do Motor PM-BLDC

Como citado anteriormente neste trabalho, o acionamento do motor PM-BLDC requer o controle do processo de comutação através de um circuito elétrico. Para tanto, inicialmente se faz necessário desenvolver uma técnica para ativar o motor com base em uma tabela de consulta com sequências pré-definidas, usualmente composta de informações de diferentes posições do rotor (MOMENZAETH; TOLBA; AHMED, 2013).

A eletrotécnica agregada ao motor PM-BLDC divide-se em três segmentos, sendo estes o processo de inversão de tensão, controle modular de pulsos e sinais e, por fim, o processo de comutação eletrônica. Esta seção retrata as metodologias utilizadas para o acionamento do motor trifásico de ímãs permanentes sem escovas, abordando brevemente técnicas de acionamento do equipamento.

4.1. Inversores

Inversores são por definição dispositivos designados à conversão de tensão DC para tensão AC a uma frequência e amplitude determinadas, construídos com comutadores eletrônicos de potência (TON, 2003). A forma de construção baseada em comutadores do um inversor remete à sinais de saída discretos, com seu tempo de resposta baseado no tipo de comutador eletrônico nele implementado. A produção moderna de inversores contempla a implementação de MOSFETs (do inglês “*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*”), BJTs (do inglês “*Bipolar Junction Transistor*”) e IGBTs (do inglês “*Insulated Gate Bipolar Transistor*”), devido à confiabilidade e performance destes transistores (KASHIF, 2010).

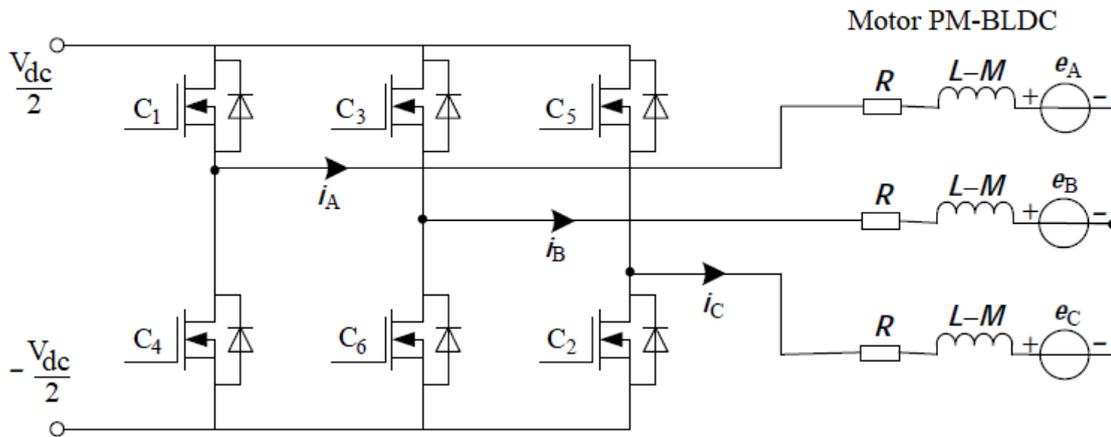


FIGURA 7 Configuração do acoplamento entre motor BLDC e inversor. Adaptado de (XIA, 2012).

O sinal de resposta do inversor baseia-se no acionamento do tipo ON-OFF dos transistores através dos sinais C_1 até C_6 de comutação. Para este trabalho, o processo de inversão de tensão será apresentado considerando um inversor de ponte cheia, será controlado em função da posição θ do rotor.

4.2. Modulação da Largura do Pulso (*Pulse Width Modulation - PWM*)

Modulação por Largura de Pulso, ou *Pulse Width Modulation* (PWM) é uma técnica de modulação que ajusta o ciclo de trabalho de um pulso em relação à informação do sinal do modulador. Através da técnica é possível controlar a energia elétrica aplicada aos circuitos analógicos, tais como motores elétricos baseados nas informações dos controladores (MOMENZAETH; TOLBA; AHMED; 2013). Em aplicações comuns, o sinal recebido por um PWM costuma ser contínuo, definido como

$$s^* \in [-1, +1] \quad (4.1)$$

Ao receber o sinal, a técnica PWM aproxima este sinal de entrada com uma função de valor discreto na forma

$$s_{(t)} \in [-1, +] \quad (4.2)$$

de modo que o valor médio dentro do período de variação T_s seja igual ao valor desejado mostrado a seguir:

$$\bar{s} = \frac{1}{T_S} \int_{kT_S}^{(k+1)T_S} s(t) dt = s^* \quad (4.3)$$

Onde k é uma constante de multiplicação. O valor desejado do sinal pode ser obtido através da relação (4.4), declarada abaixo.

$$v^* = s^* V_d \quad (4.4)$$

A maneira mais simples de gerar um sinal PWM é comparar o sinal de referência com uma forma de onda triangular ou de dente de serra através de um comparador, de tal forma que quando a amplitude do sinal de referência é maior que a forma de onda de modelagem, o PWM obtém o estado alto, e no caso contrário, o estado baixo (TON, 2003).

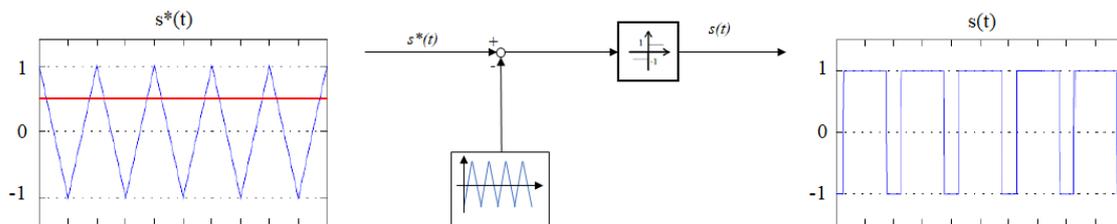


FIGURA 8 Exemplo de um sinal PWM sendo originado através de um procedimento de modularização da largura do pulso utilizando onda triangular como comparador (MOMENZAETH; TOLBA; AHMED; 2013).

4.3. Comutação Eletrônica

O processo de comutação eletrônica consiste na aquisição de dados sobre a posição do rotor do motor PM-BLDC, como mencionado anteriormente. A ocorrência do fenômeno será estudada através de uma simulação do funcionamento de sensores magnéticos capazes de detectar o posicionamento do rotor através do efeito *Hall* (ALSABBAGH; BAKI; SZEMES; 2018). Desta forma, a tabela 4 descreve o sequenciamento da comutação, consistindo na produção de três sinais distintos com uma diferença de fase de $2\pi/3$ radianos, com um período de 2π radianos.

TABELA 4 Tabela de comutação das fases A, B e C.

Período de Comutação	Fase A	Fase B	Fase C
0 a $\frac{\pi}{3}$	+	Desligado	-
$\frac{\pi}{3}$ a $\frac{2\pi}{3}$	Desligado	+	-
$\frac{2\pi}{3}$ a π	-	+	Desligado
π a $\frac{4\pi}{3}$	-	Desligado	+
$\frac{4\pi}{3}$ a $\frac{5\pi}{3}$	Desligado	-	+
$\frac{5\pi}{3}$ a 2π	+	-	Desligado

Conforme (MOMENZAETH; TOLBA; AHMED; 2013), antes de aplicar esses sinais, deve-se encontrar uma maneira de combiná-los com o sinal PWM. Isso significa que cada sinal de acionamento de porta baseado em sinais de efeito hall é modulado por um sinal PWM de frequência mais alta. De tal maneira, é possível controlar a tensão aplicada ao motor, alterando o ciclo de trabalho do PWM.

Para simplificação da simulação do modelo dinâmico do motor PM-BLDC, o processo de comutação será gerenciado através de um bloco-função disponível na biblioteca do SIMULINK/MATLAB^R utilizado em concomitância à uma rotina desenvolvida pelo autor. Esta função (em inglês *Look-up Table block*) pode ser modificada para receber uma tabela de interpolação, e com o decorrer da simulação, a realimentação de θ ao bloco de comutação permite uma interpolação do valor aos devidos *breakpoints* estipulados anteriormente. Assim, com a interpolação do valor de θ , o bloco-função gera um sinal para cada fase, diferentes em $2\pi/3$ radianos.

5 Simulação do Motor PM-BLDC

Nesta seção o modelo dinâmico desenvolvido anteriormente será implementado através de um diagrama de blocos em SIMULINK/MATLAB^R. A tabela 5 apresenta os valores utilizados para os parâmetros do motor, a fim de avaliar o seu comportamento dinâmico (MURUGANANTHAM; PALANI, 2010).

TABELA 5 Dados utilizados para a simulação do motor.

Parâmetro	Sigla	Valor	Parâmetro	Sigla	Valor
Comprimento do Rotor	L_{compr}	30 mm	Tensão de Alimentação	V_{al}	160 V
DC					
Raio do Rotor	$raio$	20 mm	Auto Indutância	L	0,00272 H
Momento de Inércia do Rotor	J_m	0,0002 kg m ²	Indutância Mútua	M	- 0,0015 H
Número de Pares de Polos	pol	4	Resistência da Armadura	R	0,7 Ω
Coefficiente de Atrito Viscoso	B_V	0,002 N	Densidade de Fluxo Magnético	B_{pm}	0,8167 Wb
Número de Espiras no Estator	N_{arm}	100	Número de Fases	N_{fases}	3
Velocidade de Rotação Nominal (sem carregamento)	ω_{REF}	4500 RPM	Torque de Projeto	T_{PROJ}	15 Nm

Preliminarmente será feita uma análise da dinâmica do motor em malha aberta, a fim de avaliar a necessidade do controle do sistema. Destarte, duas abordagens são propostas:

- O aumento progressivo do torque de carga acoplado ao motor a fim de avaliar o comportamento dinâmico do mesmo partindo de condições iniciais nulas;
- A implementação de um torque de carga após o início da operação do equipamento, com o intuito de visualizar a resposta do sistema à excitação externa.

Após a discussão dos resultados obtidos através da simulação, uma nova simulação em malha fechada é implementada objetivando analisar o comportamento das variáveis de saída do sistema com técnicas de controle.

5.1. Análise do Sistema sem Controle

Nesta seção será implementada a simulação do sistema dinâmico sob as duas abordagens citadas anteriormente. Inicialmente a variação do torque de carga a partir de condições iniciais nulas será feita. Em seguida, com o auxílio de um bloco *timer* do software SIMULINK/MATLAB^R, o torque de carga acoplada ao motor será implementado após um intervalo de tempo.

A figura 8 representa o modelo dinâmico do motor PM-BLDC, onde, inicialmente, não há controle do sistema, ou seja, apesar de ter realimentação de θ e ω , o sistema encontra-se em configuração de malha aberta.

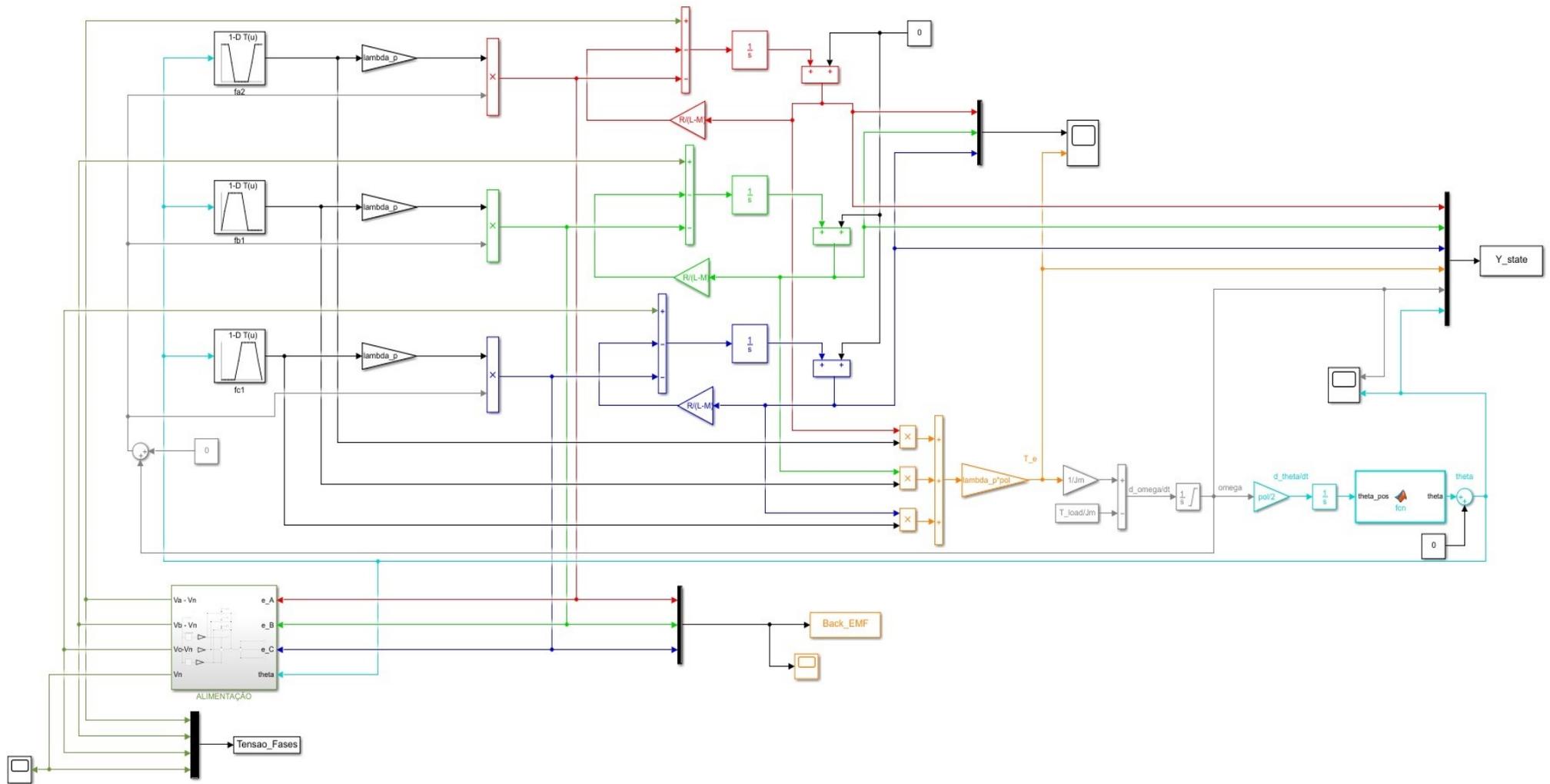


FIGURA 9 Diagrama de blocos sem controle do motor PM-BLDC.

A simulação foi implementada durante um período de 0,05 segundo utilizando os parâmetros especificados na tabela 5. A avaliação do comportamento dinâmico do motor PM-BLDC inicia-se aplicando um torque de carga acoplada nulo. Para tanto, observa-se nas figuras 9 e 10 o comportamento das variáveis de estado escolhidas para a representação do sistema.

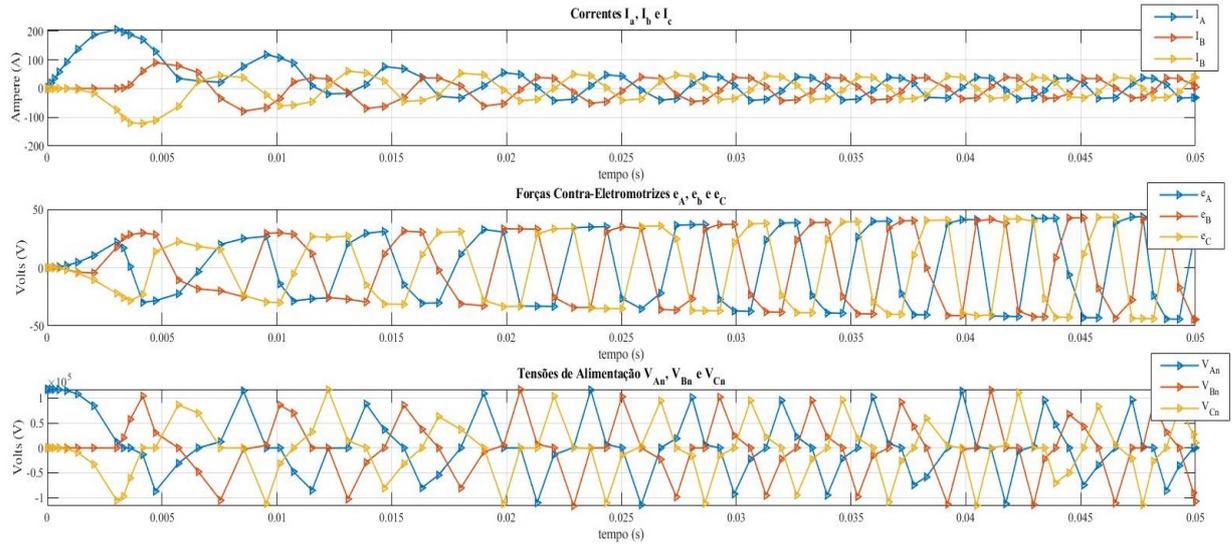


FIGURA 10 Comportamento das variáveis de estado I_A , I_B e I_C , das FCEMs e_A , e_B e e_C além das tensões nominais V_{An} , V_{Bn} e V_{Cn} , respectivamente.

De acordo com XIA (2012), o motor PM-BLDC deve apresentar um comportamento senoidal para a corrente no sistema, além de descrever conduta trapezoidal para as forças contra-eletromotrizas, descritos claramente através da figura 9. Observa-se também na mesma figura que há um período transiente na dinâmica do motor, resultante das forças inerciais das quais o equipamento sofre enquanto encontra-se estático.

A figura 10 apresenta o comportamento do torque elétrico fornecido pelo motor e das variáveis de estado ω e θ durante o tempo de simulação proposto. Inicialmente a velocidade angular ω apresenta um comportamento transiente esperado, e em seguida tende assintoticamente ao seu valor nominal, retratado pela diminuição de sua inclinação. Por outro lado, θ apresenta um comportamento definido entre 0 e 2π , conforme o esperado. Observa-se, contudo, que há instabilidade em θ , narrado por conta da imprecisão da amplitude em seu comportamento ao longo do tempo. Não obstante, observa-se uma periodicidade constante, restituindo o resultado à concordância com a literatura

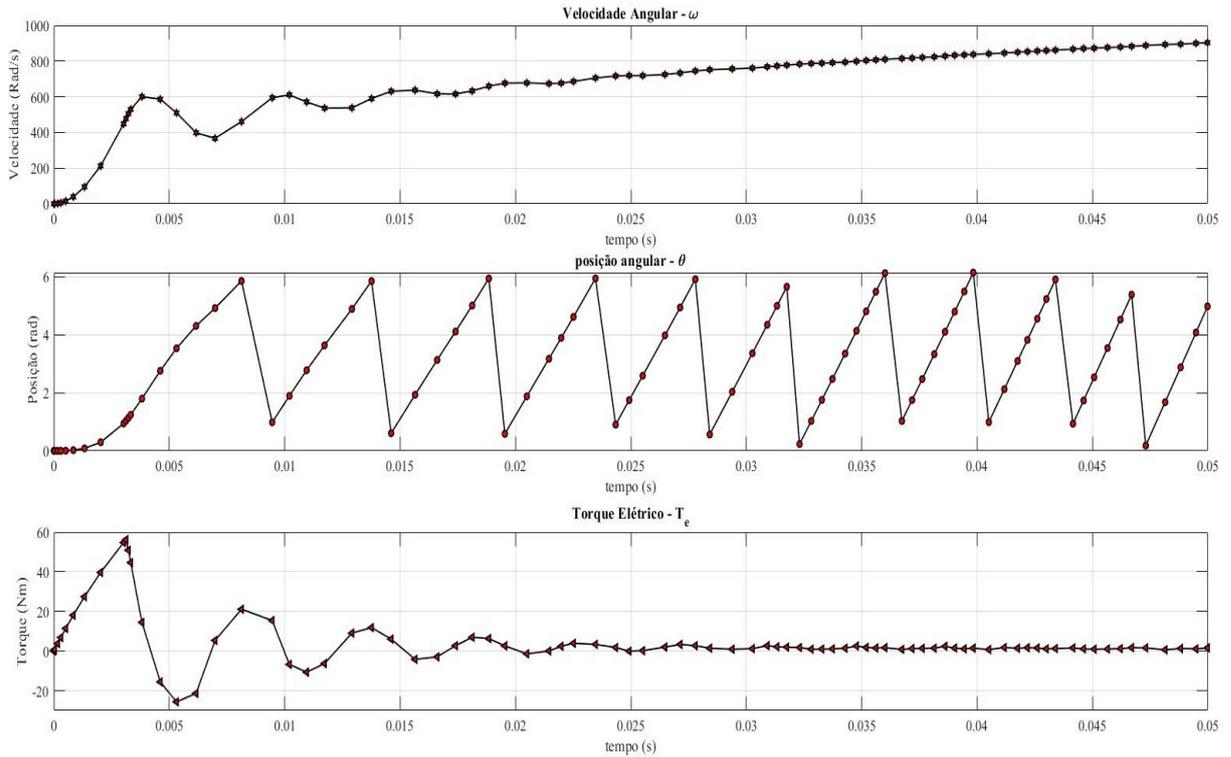


FIGURA 11 Comportamento das variáveis de estado ω e θ , além do torque elétrico T_e .

Nota-se que, de forma análoga ao comportamento das variáveis de estado descritas na figura 9, o início da simulação impõe uma demanda de torque, de forma a possibilitar a perturbação do regime estático ao dinâmico do sistema. Após o período transiente implicado pelas forças inerciais, constata-se que a demanda do sistema por torque tende à valores mínimos, necessários apenas para a continuidade do movimento, conforme constatado por XIA (2012) e MURUGANANTHAM; PALANI (2010).

5.1.1. Aplicação do Torque de Carga a Partir de Condições Iniciais Nulas

A fim de dar continuidade à análise do sistema em configuração de malha aberta, antepõem-se valores de 10, 25 e 50 Nm para o torque de carga acoplada ao sistema. Desta forma será possível avaliar o comportamento do sistema dinâmico para diferentes demandas. As figuras 11, 12 e 13 apresentam os resultados obtidos com a simulação do sistema

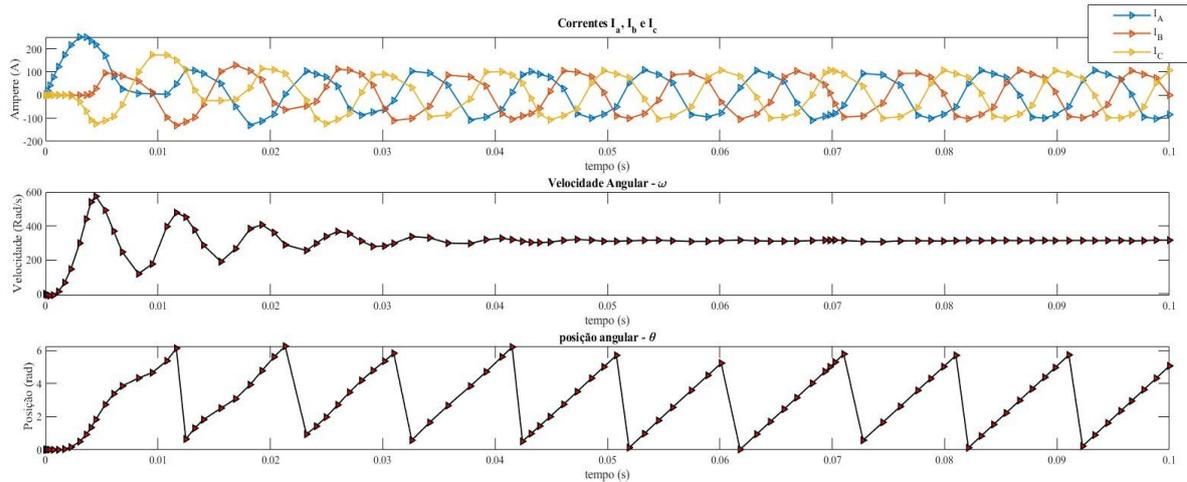


FIGURA 12 Comportamento dinâmico das variáveis de estado para $T_{carga} = 10 Nm$.

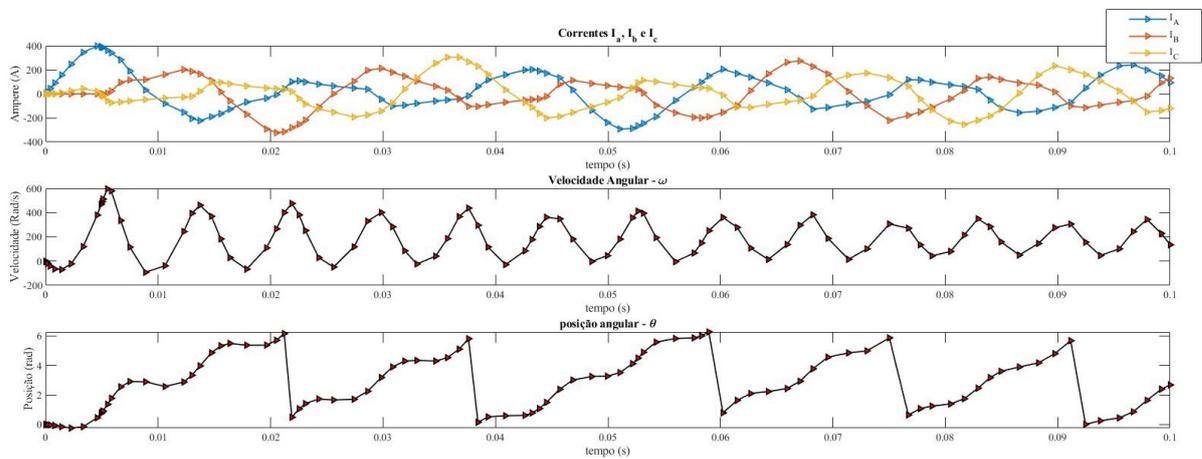


FIGURA 13 Comportamento dinâmico das variáveis de estado para $T_{carga} = 25 Nm$.

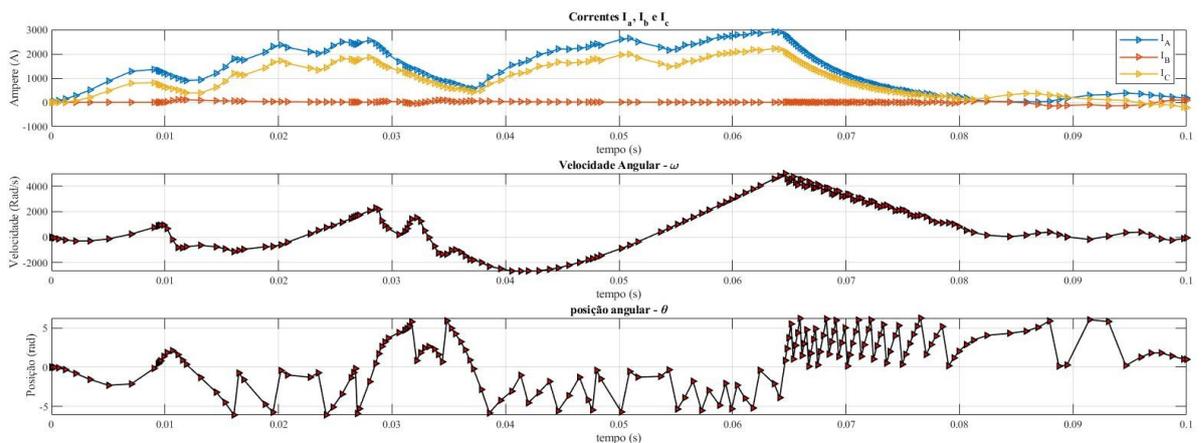


FIGURA 14 Comportamento dinâmico das variáveis de estado para $T_{carga} = 50 Nm$.

Através da figura 11 é possível analisar o comportamento dinâmico do sistema quando aplicado uma carga de $10 Nm$. Percebe-se que neste momento o funcionamento do motor

apresenta um caráter coerente, embora haja um período transiente mais amplo. Contudo, as figuras 12 e 13 não portam do mesmo resultado.

No decorrer da simulação, repara-se na figura 12 um perfil de comportamento dinâmico coerente na aparência, em virtude da característica gráfica apresentada pelas variáveis de estado para uma carga de 25 Nm, valor este acima do torque de projeto. Conquanto, ao analisar ω , verifica-se incoerência, uma vez que a variável expressa valores positivos e negativos durante a mesma simulação, o que resultaria na troca da orientação de rotação do motor. Para este caso conclui-se que não há estabilidade no sistema.

Na figura 13, com uma carga de 50 Nm, observa-se que todas as variáveis de estado perdem as características esperadas, conforme retratado por XIA, (2012) na literatura. A periodicidade do comportamento é perdida, e há incoerência na forma que o modelo retrata o fenômeno físico quando o sistema é submetido à uma carga excessivamente maior do que o torque do qual o motor foi projetado para operar.

Conclui-se, portanto, que para a aplicação de cargas acopladas ao motor PM-BLDC a partir de condições iniciais nulas, espera-se a implementação de um sistema em malha fechada com técnicas de controle do mesmo.

5.1.2. Aplicação do Torque de Carga Após um Intervalo de Tempo

Nesta seção será implementado o bloco *timer* disponível na biblioteca do SIMULINK/MATLAB^R. Para este caso, o tempo de simulação será de 1 segundo, sendo aplicado o torque de carga acoplada em 0,5 segundo. De forma análoga à retórica utilizada anteriormente, serão aplicadas amplitudes de 10, 25 e 50 Nm de carga acoplada ao motor, a fim de proceder com uma comparação coerente.

O comportamento dinâmico do sistema para cada carga aplicada deve retratar fenômenos de desaceleração do motor, ou seja, uma redução na frequência de repetição de θ resultada da diminuição da velocidade angular ω . Semelhante ao caso de aplicação de carga sob condições iniciais nulas analisado anteriormente, as figuras 14, 15 e 16 retratam o comportamento das variáveis de estado do sistema.

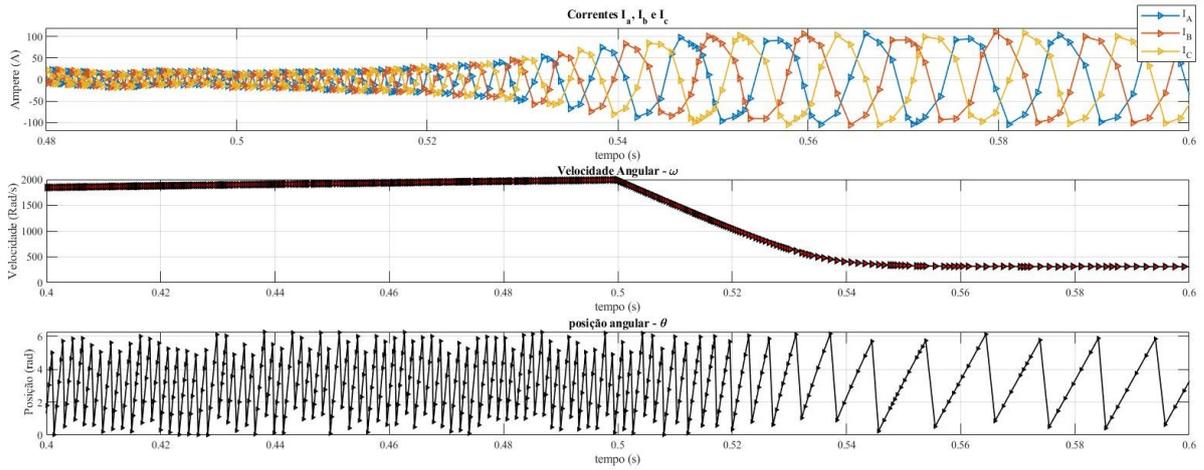


FIGURA 15 Comportamento dinâmico das variáveis de estado para $T_{carga} = 10 \text{ Nm}$ após 5 segundos.

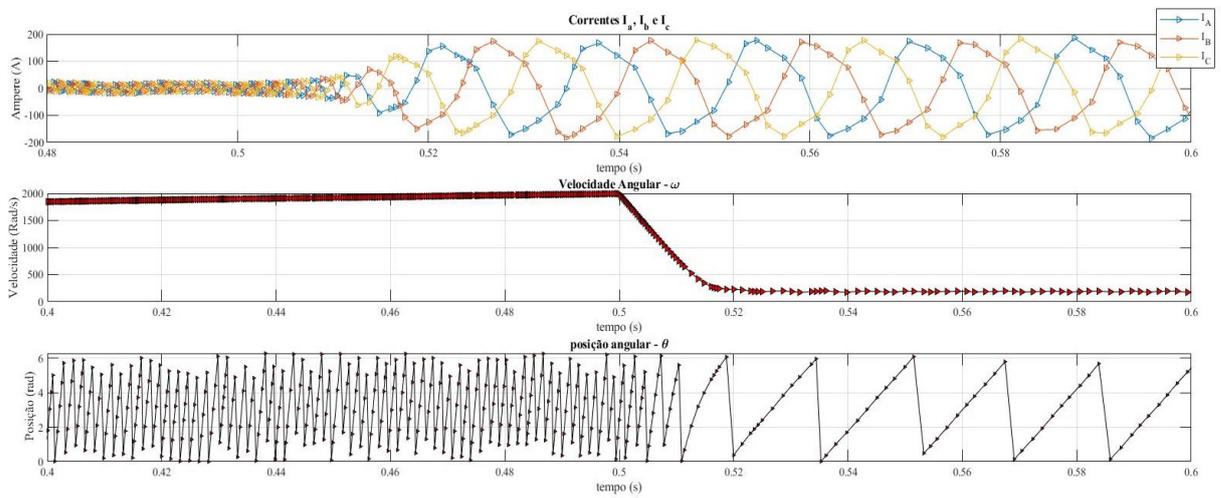


FIGURA 16 Comportamento dinâmico das variáveis de estado para $T_{carga} = 25 \text{ Nm}$ após 5 segundos.

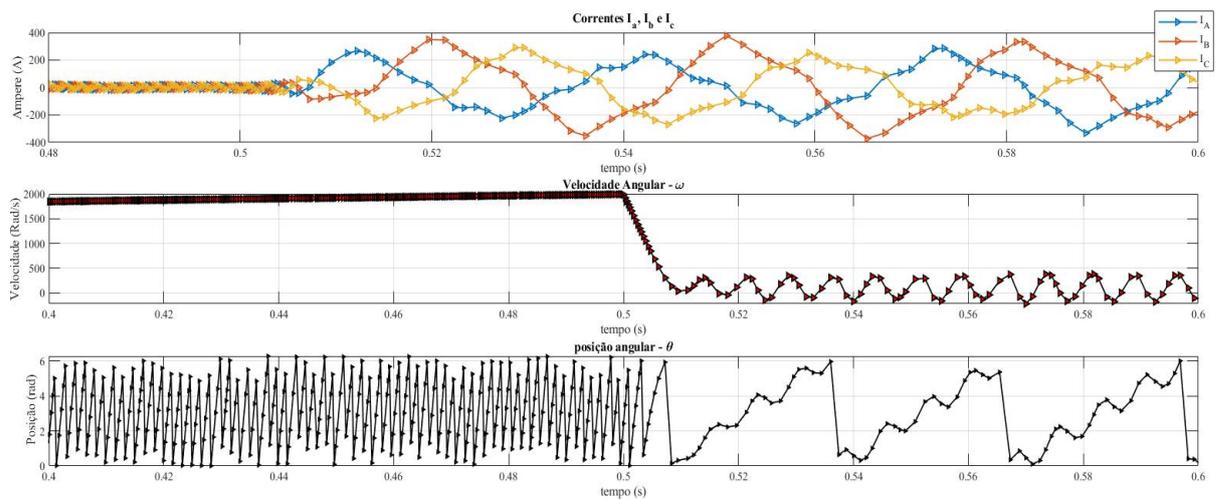


FIGURA 17 Comportamento dinâmico das variáveis de estado para $T_{carga} = 50 \text{ Nm}$ após 5 segundos.

Após o início da simulação, sem a presença de carga acoplada, o sistema se comporta como retratado anteriormente nas figuras 9 e 10. Contudo, com a presença do torque de carga, observa-se claramente um decremento em ω para os três casos analisados. Com a aplicação de 10 Nm de carga acoplada, a figura 14 retrata a desaceleração do motor de forma clara. Observa-se uma contração na frequência de repetição de θ , como reflexo do comportamento de ω . De certa forma a variável de estado θ reflete um comportamento coerente com a literatura, visto que não há oscilação aparente do seu comportamento periódico.

É possível entender o evento simulado como apenas uma desaceleração do motor, de forma que o mesmo se encontra ainda em operação com velocidade reduzida após o acoplamento. Na aplicação de 25 Nm de torque de carga acoplada durante o funcionamento do motor, as variáveis de estado ω e θ apresentam um resultado diferente do retratado na figura 12. A figura 15 apresenta uma redução na velocidade angular do motor, no entanto, o motor apresenta ainda características coerentes de funcionamento, ou seja, não há alteração na orientação da rotação do motor.

Sem embargo, para 50 Nm de carga acoplada, o sistema dinâmico apresenta incoerência, retratando mudança no sentido de rotação do rotor. A variável de estado ω descreve um comportamento oscilatório após a aplicação da carga adicional, fenômeno este reafirmado pelas oscilações descritas por θ . Na figura 16 percebe-se, no entanto, que o comportamento aparentemente senoidal das variáveis de estado I_A , I_B e I_C é mantido.

Aplicações envolvendo carregamentos acoplado ao motor PM-BLDC devem ser analisadas de forma íntegra, considerando a maneira com a qual a carga será disposta ao equipamento. É notória a diferença do comportamento dinâmico do sistema para os casos de aplicações com carregamento partindo de condições iniciais nulas e após um intervalo de funcionamento.

Finda-se, por conseguinte, que aplicações práticas de motores PM-BLDC tornam indispensáveis as técnicas de controle do sistema, a fim de preservar a estabilidade do mesmo. Hodiernamente, diversas técnicas de como controle *on-line*, filtros de *Kalman*, filtros auto-adaptativos entre outras são aplicados para a implementação do controle em motores PM-BLDC sob cargas e velocidades variáveis (XIA, 2012).

5.2. Análise do Sistema Com Controle

A fim de dar continuidade ao estudo desenvolvido, nesta seção serão implementadas técnicas de controle do sistema. Observa-se através da equação do modelo de estado discutida anteriormente a interdependência entre as variáveis de estado. Portanto, a aplicação do controle do sistema atuando através da realimentação da variável ω implica na intercorrência das demais.

A implementação do controle será dada através de um controlador PI devido à simplicidade da técnica, além de possuir ampla difusão nas aplicações industriais de controle de motores PM-BLDC (CAMPOS, 2009). Para a aplicação efetiva do controle no sistema, serão utilizadas ferramentas disponibilizadas na biblioteca *Simscape Electrical* do SIMULINK/MATLAB^R, veiculada ao software na versão lançada em 2007.

5.2.1. O Controlador PI

O controlador PI é composto de um compensador proporcional (P) e integral (I), que atuam no sistema dinâmico através dos componentes ajustáveis K_P e K_I . A técnica consiste em ajustar os valores dos componentes do controlador até que haja sintonia entre o valor de entrada e o valor de referência. As figuras 17 e 18 apresentam o diagrama de blocos referente ao controlador PI implementado no modelo dinâmico do motor PM-BLDC e o diagrama do sistema dinâmico com o controle de velocidades, respectivamente.

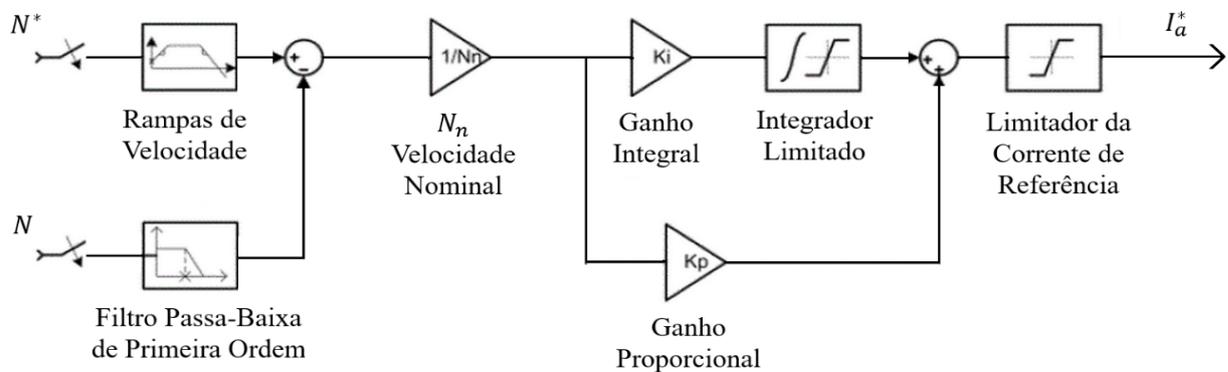


FIGURA 18 Diagrama de blocos do controlador de velocidades implementado em motores PM-BLDC.

Adaptado de (BOSE, 2002).

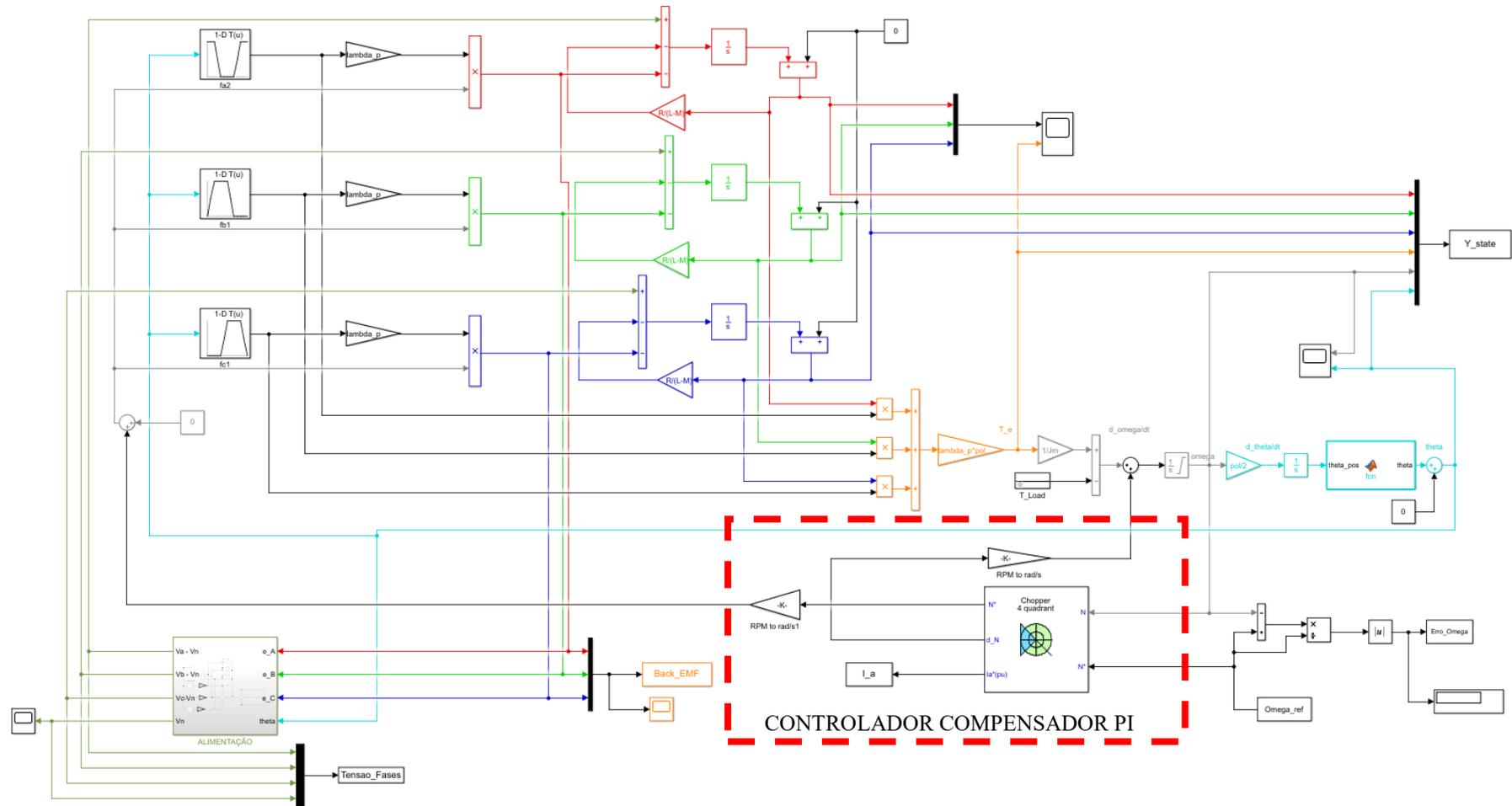


FIGURA 19 Diagrama de Blocos do sistema com o controlador de velocidade.

Utilizando $K_p = 10$ e $K_I = 50$ para os ganhos proporcional e integral no controle da velocidade, é possível avaliar o comportamento do sistema quando submetido à carregamentos acoplados variados, de forma análoga ao estudo desenvolvido anteriormente. Considerando a ausência do acoplamento de torque de carga, a conduta de ω pode ser avaliada nas figuras 19, 20, 21 e 22, considerando diferentes velocidades de referência.

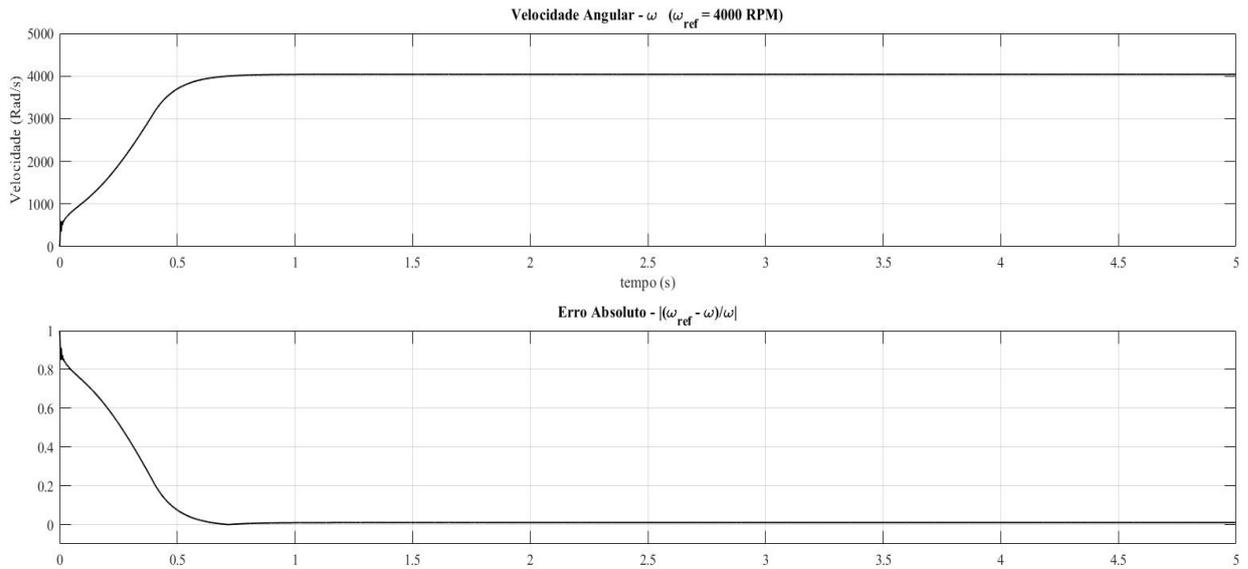


FIGURA 20 Reação de ω para $\omega_{ref} = 4000$ RPM (superior) e representação do erro absoluto da velocidade (inferior).

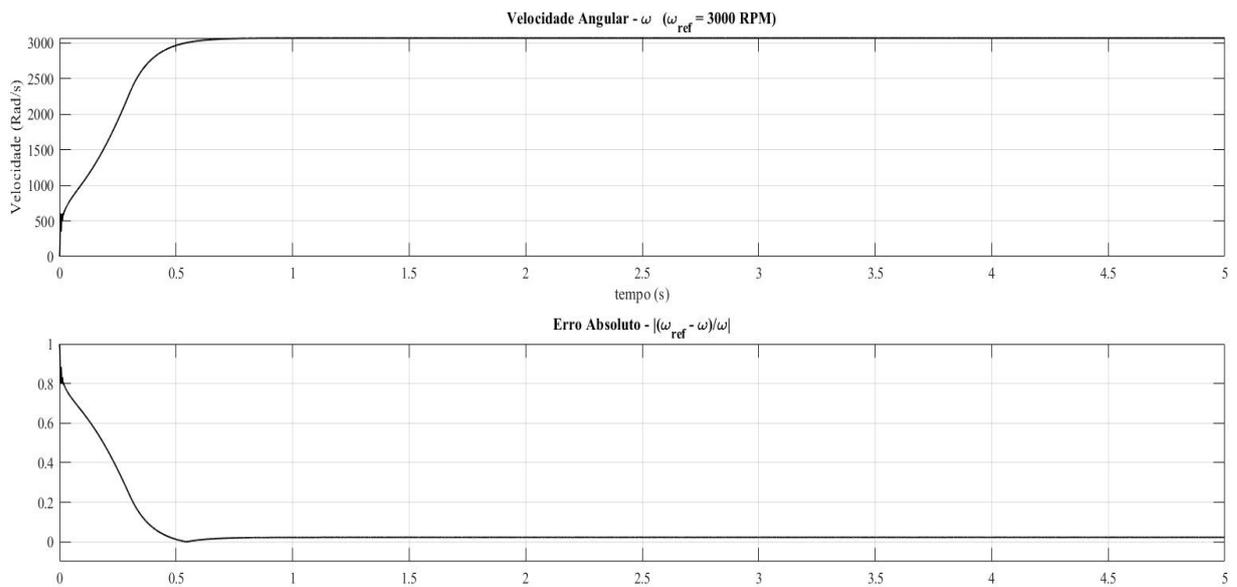


FIGURA 21 Reação de ω para $\omega_{ref} = 3000$ RPM (superior) e representação do erro absoluto da velocidade (inferior).

Para um valor de referência próximo à velocidade nominal do motor, observa-se através das figuras 19 e 20 um comportamento satisfatório da variável ω , retratado pelo decaimento do erro absoluto entre ω e ω_{ref} . São constatados no regime permanente da simulação do motor PM-BLDC erros absolutos na ordem de 0,083% e 0,4% para valores de referência de 4000 RPM e 3000RPM, respectivamente.

Apesar disso, observa-se um crescimento do erro absoluto à medida que a velocidade de referência se distancia da velocidade nominal. As figuras 21 e 22 apresentam o comportamento de ω para referências de 1500 RPM e 800 RPM, na devida ordem.

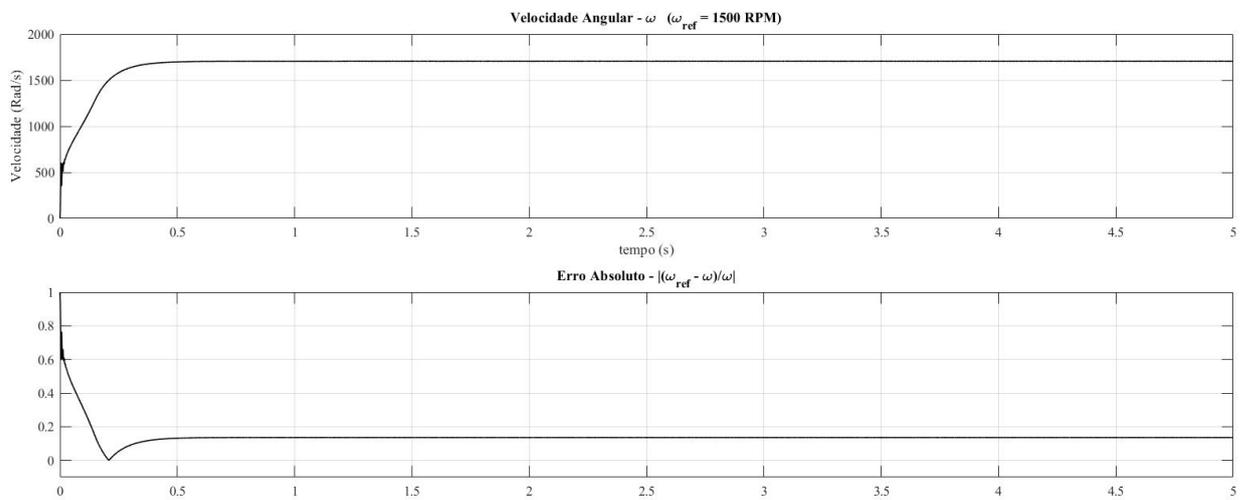


FIGURA 22 Reação de ω para $\omega_{ref} = 1500$ RPM (superior) e representação do erro absoluto da velocidade (inferior).

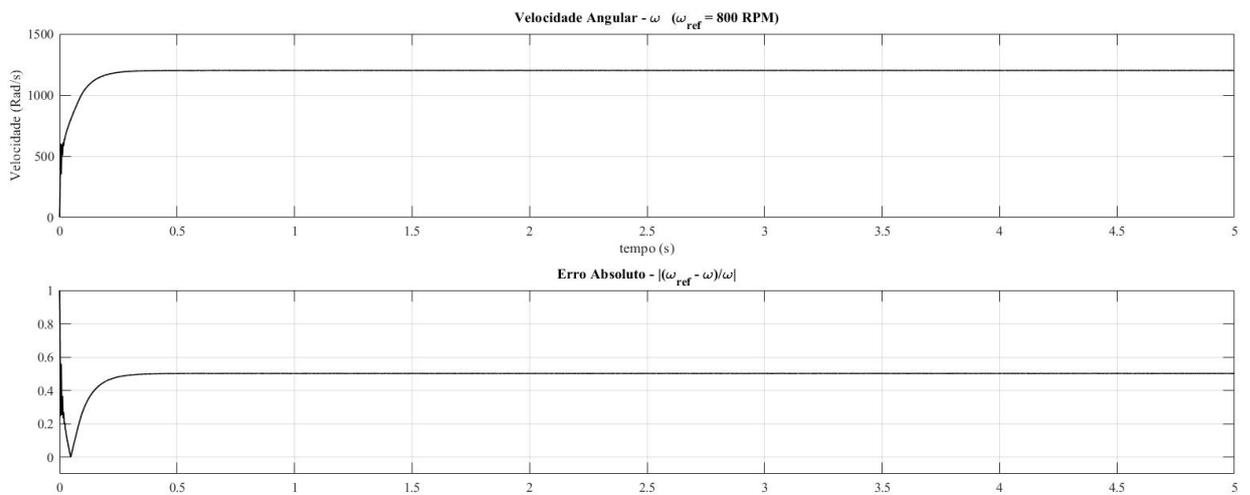


FIGURA 23 Reação de ω para $\omega_{ref} = 800$ RPM (superior) e representação do erro absoluto da velocidade (inferior).

Conforme afasta-se da velocidade nominal do motor de 4500 RPM observa-se que a técnica de controle do sistema não performa de maneira competente. No entanto, a aplicação da técnica de compensadores PI consiste no princípio de controle para uma velocidade de referência específica, sendo necessário um reajuste nos ganhos K_p e K_I para lograr um desempenho satisfatório.

Para dar continuidade à pesquisa, o valor de referência para a rotação do motor PM-BLDC será de $\omega_{ref} = 4000$ RPM, uma vez que o controlador PI implementado apresentou uma performance satisfatória para este caso, como discorrido pela figura 19. É possível contemplar o comportamento das variáveis de estado do sistema dinâmico na presença de técnicas de controle através das figuras 23 e 24, para um período de 0,05 segundo.

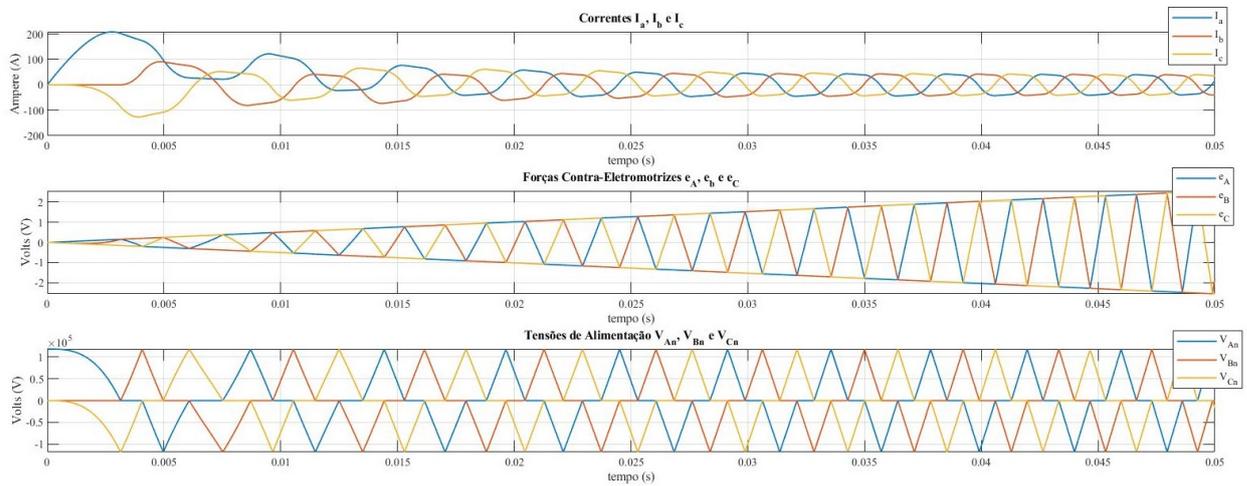


FIGURA 24 Comportamento das correntes, FCEMs e Tensões de alimentação de fases para o sistema com controle.

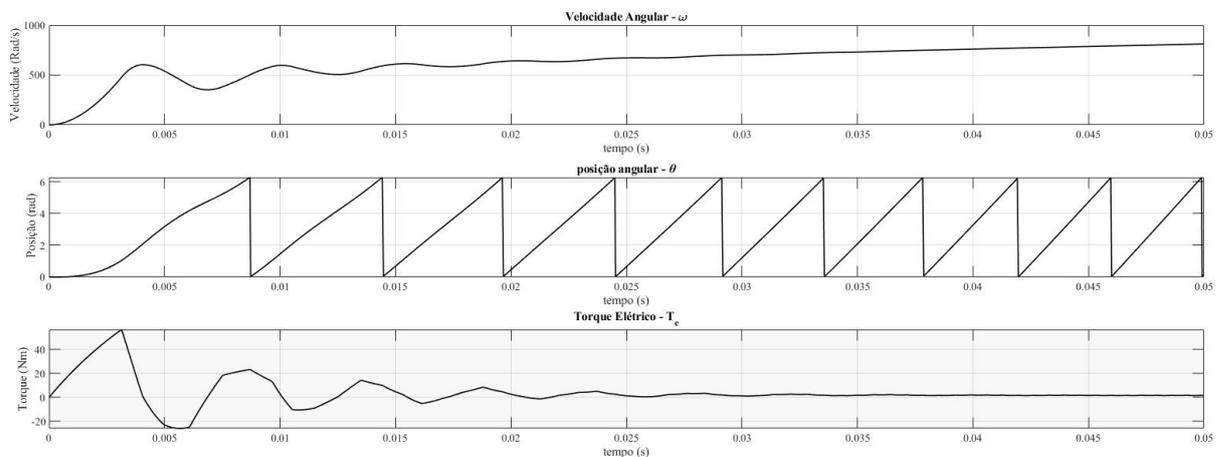


FIGURA 25 Dinâmica das variáveis ω, θ e T_E para o sistema com controle de velocidade.

Nota-se claramente a diferença no comportamento das variáveis de estado quando comparadas com e sem controle, como ilustrado pela figura 25. Nela mostra-se o comportamento de θ para a ausência e presença de técnicas de controle no sistema. Observa-se claramente a periodicidade de θ , que contempla os valores de 0 a 2π conforme os resultados obtidos por MURUGANANTHAM; PALANI (2010).

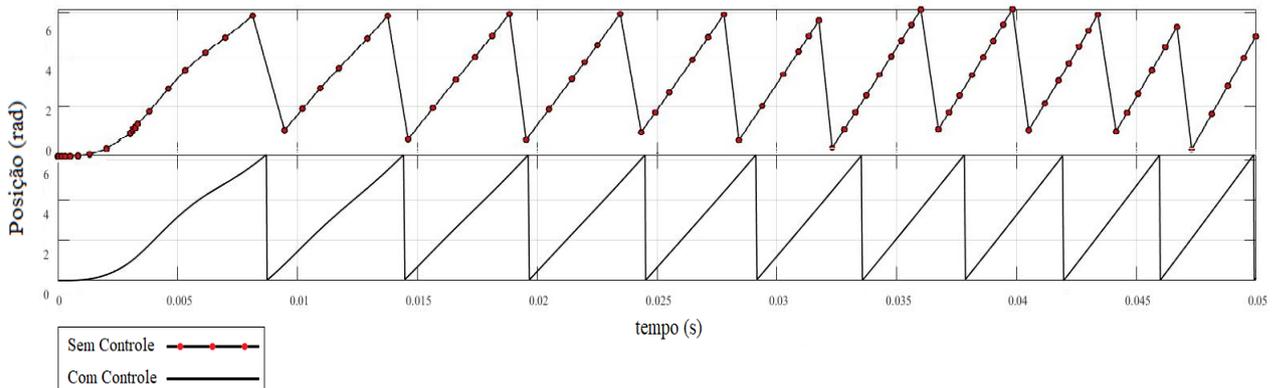


FIGURA 26 Comparação entre o comportamento de θ sem (superior) e com (inferior) a implementação de controle do sistema dinâmico.

5.2.2. Aplicação do Torque de Carga a Partir de Condições Iniciais Nulas

A avaliação da performance do sistema com controle submetido a carregamentos acoplados será feita de forma semelhante ao conteúdo desenvolvido anteriormente. A variação do torque de carga também será feita de forma análoga, a fim de possibilitar a comparação dos valores obtidos. As figuras 26, 27 e 28 apresentam o comportamento das variáveis de estado I_A , I_B , I_C , ω e θ quando o modelo dinâmico é submetido à carregamentos acoplados de 10, 25 e 50 Nm.

Analisando o comportamento das variáveis de estado através da figura 26 observa-se que o fenômeno retratado difere do relato análogo sem controle. A inicialização das atividades do motor com o torque de 10 Nm acoplado ao sistema apresenta um período transiente oscilatório, contudo o resultado gráfico apresenta um comportamento crescente da variável de estado ω , além de preservar a coerência dos fenômenos referentes à simulação.

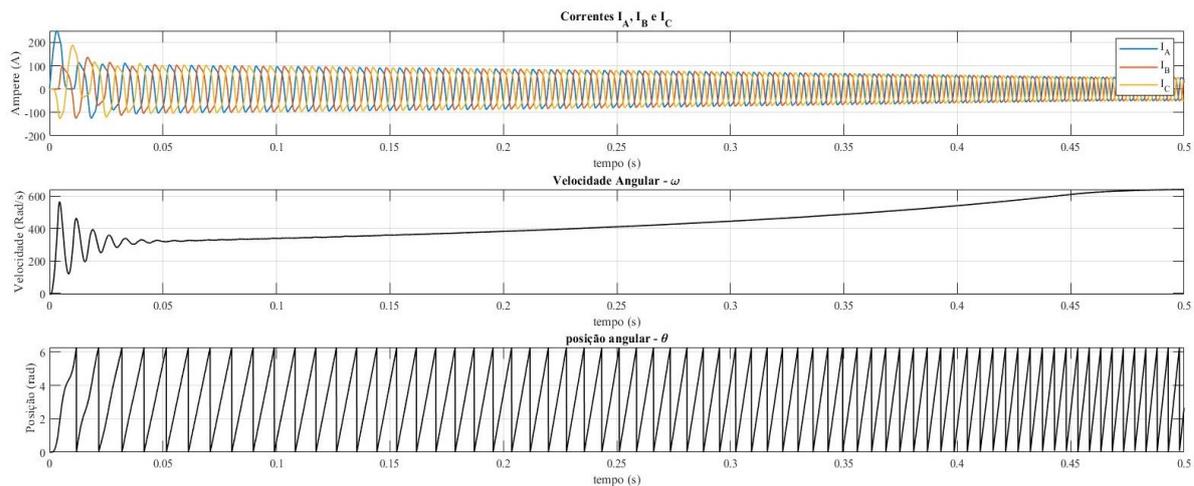


FIGURA 27 Comportamento dinâmico das variáveis de estado com controle para $T_{carga} = 10 \text{ Nm}$.

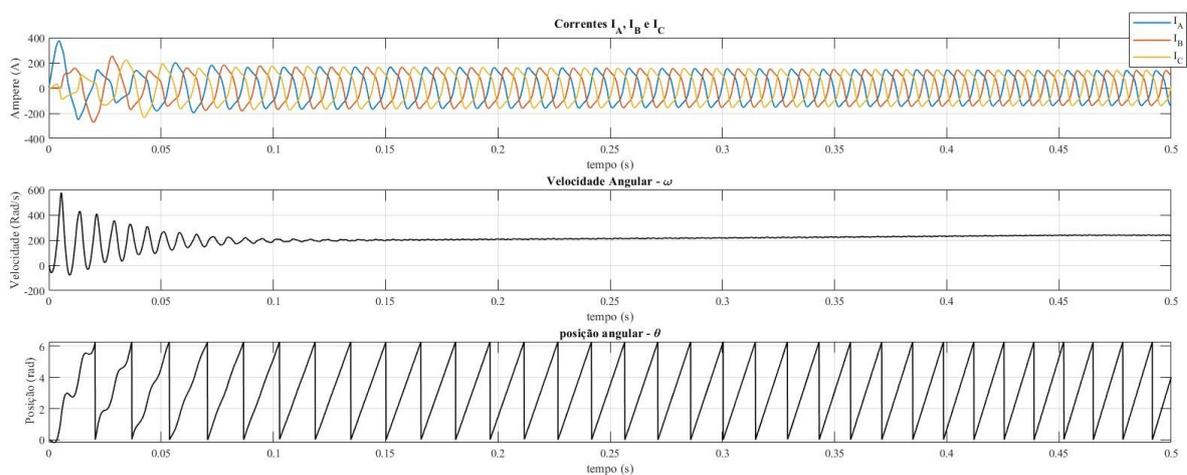


FIGURA 28 Comportamento dinâmico das variáveis de estado com controle para $T_{carga} = 25 \text{ Nm}$.

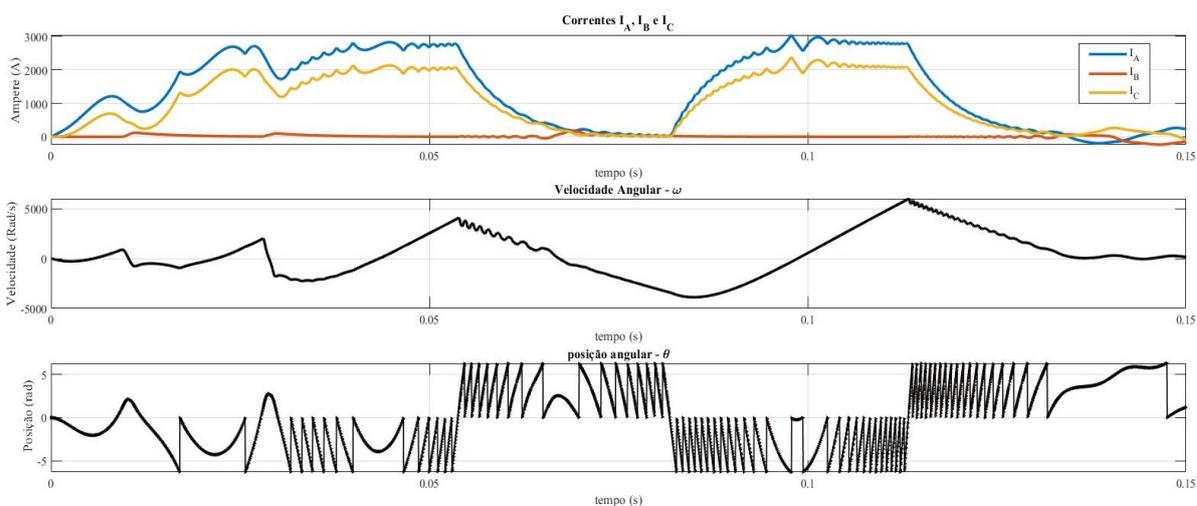


FIGURA 29 Comportamento dinâmico das variáveis de estado com controle para $T_{carga} = 50 \text{ Nm}$.

O acoplamento de um torque de carga de 25 Nm submete o sistema dinâmico a um comportamento análogo à implementação de 10 Nm , exceto quanto ao período do qual o modelo apresenta um comportamento transiente oscilatório maior. O fenômeno retratado na figura 27 apresenta uma inversão na orientação de rotação do rotor no início da simulação, que com a minimização da amplitude de oscilação no transiente, tende a desenvolver-se e retomar o movimento no sentido anti-horário. Fisicamente, o ocorrido pode ser compreendido como o travamento momentâneo do equipamento quando submetido a um carregamento acima do que o mesmo foi projetado para trabalhar.

Através das figuras 12 e 27 é possível avaliar a distinção do comportamento do modelo dinâmico submetido a 25 Nm de carga acoplada sem e com controle, respectivamente. Na figura 12 observa-se um período de inversão da orientação de rotação do motor demasiado longo em relação ao ocorrido no retrato da figura 27. Contudo, apesar do melhor desempenho obtido na implementação da técnica de controle, detém-se clara a limitação do motor simulado em trabalhar com cargas acopladas acima das quais o equipamento foi projetado.

Naturalmente, o retrato expresso pela figura 28 condiz com o esperado ao submeter o sistema dinâmico à carregamentos acima do seu torque de projeto. Observa-se que as variáveis de estado não retratam qualquer coerência com os fenômenos físicos dos quais representam, comportamento similar ao obtido com a simulação do sistema sem controle representado pela figura 13.

Isto posto, atenta-se a necessidade da implementação de técnicas de controle do sistema dinâmico referente ao motor PM-BLDC. Ademais, constata-se o comportamento do sistema quando submetido a cargas além das quais o mesmo foi projetado para operar. Torna-se evidente a importância de uma análise aprofundada a fim de conhecer as demandas de carga do motor, a fim de capacitar à escolha do equipamento preferível à aplicação.

5.2.3. Aplicação do Torque de Carga Após um Intervalo de Tempo

A aplicação de um carregamento ao motor após um intervalo Δt de operação será implementada nesta seção, a fim de avaliar a resposta do sistema com controle à variação de carga. Para tanto, o modelo dinâmico será submetido aos mesmos carregamentos de 10 , 25 e 50 Nm , assumindo uma velocidade de referência de 4000 RPM uma simulação de 5 segundos.

As figuras 29, 30 e 31 retratam o resultado obtido para o comportamento das variáveis de estado do sistema.

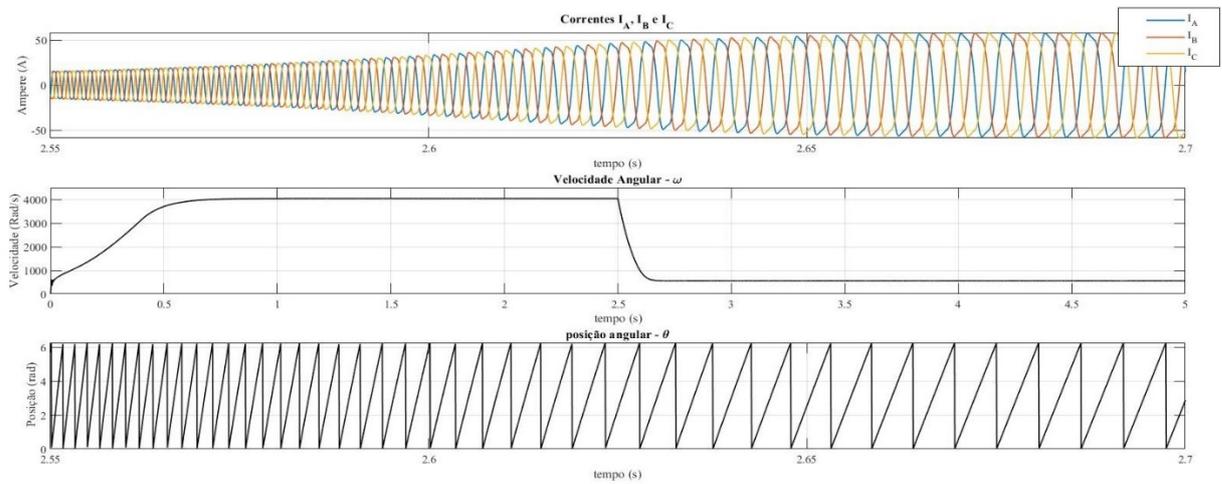


FIGURA 30 Comportamento das variáveis de estado com controle para $T_{carga} = 10 Nm$.

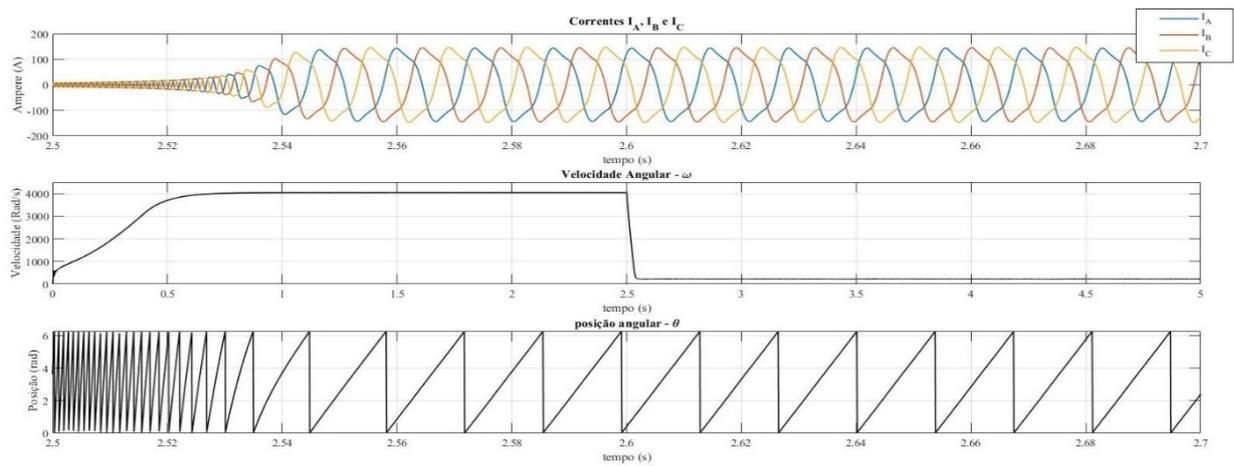


FIGURA 31 Comportamento das variáveis de estado com controle para $T_{carga} = 25 Nm$.

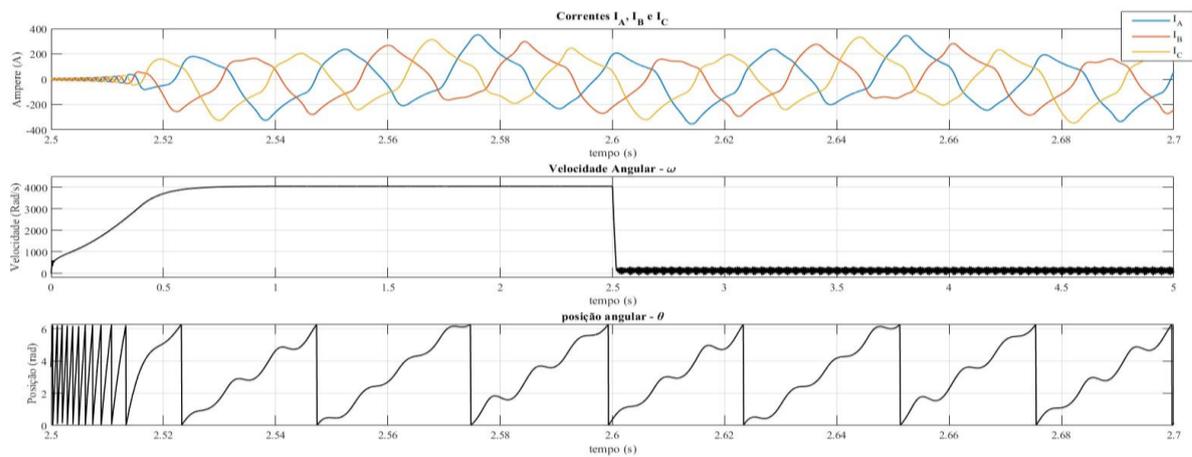


FIGURA 32 Comportamento das variáveis de estado com controle para $T_{carga} = 50 Nm$.

O retrato obtido com a figura 29 expressa o comportamento das variáveis de estado antes e após a aplicação da carga. O acoplamento do carregamento ao motor tende a desacelerá-lo, contudo, espera-se a continuidade da operação. Constata-se na mesma figura que o carregamento aplicado ao sistema é inferior ao de projeto, preservando assim a coerência da simulação com o fenômeno físico.

Para a aplicação de 25 e 50 Nm de torque de carga, as figuras 30 e 31 apresentam uma conduta da dinâmica do sistema com forma semelhante aos resultados obtidos com as figuras 14 e 15. A desaceleração recebida pelo motor para 25 Nm descreve um fenômeno similar ao caso da figura 29, exceto à amplitude de frenagem. A simulação do motor submetido a um torque de carga de 50 Nm retorna um resultado coerente através da figura 31. Nota-se que após o instante de aplicação do torque, a variável ω apresenta oscilações na orientação de giro, fenômeno este que pode ser entendido como um travamento do equipamento por excesso de carga.

Os fenômenos retratados nesta seção reforçam a necessidade da implementação do controle do sistema dinâmico referente ao motor PM-BLDC. Os resultados obtidos nas simulações apresentam coerência com os fenômenos físicos dos quais representam, ratificando o modelo desenvolvido por XIA (2012) e MURUGANANTHAM; PALANI (2010).

6 Conclusão

Com o incremento da demanda por motores elétricos pelo mercado, o entendimento da dinâmica do motor PM-BLDC é de suma importância para o constante desenvolvimento da tecnologia. Conforme apontado por MURUGANANTHAM; PALANI (2010), a análise da dinâmica do motor pode ser amplamente estudada através da implementação em SIMULINK/MATLAB^R. Os resultados obtidos durante as simulações demonstraram coerência com os estudos disponíveis na literatura, além de evidenciar a necessidade da implementação de técnicas de controle do sistema dinâmico.

O uso de um compensador PI com ganhos constantes para o controle do modelo apresentou desempenho satisfatório para o controle de velocidades de referência próximas à velocidade nominal do equipamento. Contudo, para valores mais baixos, outras técnicas devem ser exploradas, pois é necessário sintonizar o controlador para cada faixa de velocidade. Estratégias de controle que utilizam algoritmos de otimização baseados em lógica *fuzzy*, técnicas de controle de sistemas incompletos (do inglês *Grey Systems Control*) entre outras metodologias estão sendo adaptadas para aprimorar o desempenho de controladores para diversas aplicações.

A dinâmica do sistema foi examinada em distintas conjunturas, reiterando a importância do estudo de caso para aplicações que demandam máquinas síncronas como motores PM-BLDC. Aferiu-se junto à necessidade do controle do sistema que o entendimento do cenário no qual o equipamento é implementado é de suma importância para a apuração do equipamento aconselhável. Através de uma avaliação do modelo para aplicações de carga antes e após o acionamento, com variações distintas de cargas dentro e fora da faixa de operação de projeto, distinguiu-se a mutabilidade do comportamento da dinâmica do sistema para cada demanda.

O estudo de máquinas síncronas, contudo, deve ser implementado em concomitância à outras táticas análise da dinâmica de um fenômeno, como representações discretas do modelo a partir de técnicas de elementos finitos, ou representações utilizando grafos de ligação, como apresentado no decorrer deste trabalho. Por conseguinte, perfaz-se necessária a continuidade de pesquisas relacionadas à dinâmica de máquinas síncronas, em especial os motores PM-BLDC, e seus respectivos processos de controle.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGHALARI, ALIREZA; SHAHRAVI, MORTEZA. Nonlinear electromechanical modelling and dynamical behavior analysis of a satellite reaction wheel. *Acta Astronautica Journal*, 2017.

ALZABBAGH, A., BAKI, A., SZEMES, P. T. Brushless DC Motor Modeling Using Bond Graph Method and Control using LabVIEW. *Recent Innovations in Mechatronics (RIIM)* Vol. 5. No. 1, 2018.

BASZYNSKI, M., STANISLAW P. A Novel Speed Measurement Method for a High-Speed BLDC Motor Based on the Signals From the Rotor Position Sensor. *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 10. 84-91, 2014.

BOSE, B. K. *Modern Power Electronics and AC Drives*, NJ: Prentice-Hall, 2002.

DUDHE, SHIVRAJ S; THOSAR, ARCHANA G. Mathematical Modelling and Simulation of Three Phase Bldc Motor Using Matlab/Simulink. *International Journal of Advance in Engineering & Technology*, 2014.

FERNANDES, MARC LAMAS. *Modelação e Controlo de Motores DC Brushless*. Dissertação de mestrado, FEUP, 2013.

FILIPPA, M.; MI, C.; SHEN, J. Modeling of a hybrid electric vehicle powertrain test cell using bond graphs. *Power Electronics in Transportation*, 2005.

FITZGERALD, A E. *Electric Machinery*. Journal of the Franklin Institute, 2003.

GAWTHROP, P. J.; BEVAN, G. P. Bond Graphs Modeling. *IEEE Control Systems Magazine*, v. 27, p. 24-45, 2007.

GIESEL, T. *Estudo e Projeto de Motores de Alta Velocidade Para Aplicação em Compressores Herméticos*. Dissertação de mestrado, UFSC, 2007.

GUO, J. L., CHEN, S. Y. How to choose driving motor for electric vehicle. *Auto Electric Parts*, 1, 9–12, 2007.

GONELLA, M. C. *Acionamento E Controle Sensorless Para Motores Brushless DC Aplicados A Compressores Herméticos Para Refrigeração Doméstica*. Dissertação de Mestrado, USP, 2006.

HAN, S.; PEDDIESON, J. Non-Fourier heat conduction/convection in moving médium. *International Journal of Thermal Sciences*, 2018.

HENDERSHOT, J.R., MILLER, T.J.E. *Design Of Brushless Permanent-Magnet Motors*, 6Th ed. Oxford Clarendon Press, 27-104, 1994.

JIAN, LINNI; CHAU, K. T. Design and Analysis of an Integrated Halbach-magnetic-g geared Permanent-magnet Motor for Electric Vehicles. *Journal of Asian Electric Vehicles*, 2009.

- JULIANI, A.D.P. Análise do Campo Magnético de um Motor de Ímã Permanente no Rotor Utilizando o Método de Elementos Finitos. 2007. 115f. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2007.
- KASHIF, S. A. R. Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using SVPWM-Based Four-Switch Three-Phase Inverter. PhD Thesis, University of Engineering and Technology Lahore, 2010.
- LI, Q.; YU, X. L.; ZHANG, H.; HUANG, R. Study on Differential Assist Steering System with Double In-Wheel Motors with Intelligent Controller. *Mathematical Problems in Engineering*, 2015.
- LU, S.; WANG, X. A New Methodology to Estimate the Rotating Phase of a BLDC Motor with Its Application in Variable-Speed Bearing Fault Diagnosis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018.
- LUK, P.C.K.; LEE, C.K. Efficient modelling for a brushless DC motor drive. *Proceedings of IECON'94 - 20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 1994.
- MELKA, B.; SMOLKA, J.; HETMANCZYK, J.; BULINSKI, Z.; MAKIELA, D.; RYFA, A. Experimentally validated numerical model of thermal and flow processes within the permanent magnet brushless direct current motor. *International Journal of Thermal Sciences*, 2018.
- MOMENZADEH, M. M., AHMED, A. F., TOLBA, A. Modelling and Simulation of The BLDC Electric Drive System using SIMULINK/MATLAB for a Hybrid Vehicle. *Leistungselektronik Und Elektrische Antriebstechnik (LEA) – Documentation*, 2013.
- MURUGANANTHAM; N., PALANI, S. State Space Modeling and Simulation of Sensorless Permanent Magnet BLDC Motor. *International Journal of Engineering Science and Technology* Vol. 2(10), 5099-5106, 2010.
- MURAKAMI, K.R.; RECHENBERG, H.R.; VILLAS BOAS, V. Novos Materiais Magnéticos para Ímãs de Alta Performance. Tese de doutoramento, USP, 2008.
- NAUKOWE, P; MASZYN, I. Modelling of Energy Flow in Electrical Machines – A bond graph approach. *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej*, 2008.
- NETO, M. S. Notas de Aula da Disciplina de Modelagem de Sistemas dinâmicos: Modelagem de um motor elétrico. PUC-Rio, 2018.
- Note, Semiconductor Application Software, Motorola Kit, Development. 3-Phase BLDC Motor Control with Hall Sensors Using DSP56F80x, 2001.
- OHM, D. Y.; PARK, J. H. About Commutation and Current Control Methods for Brushless Motors. 28th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices, 1999.

CAMPOS, P. R. B. Notas de Aula da Disciplina Controle de Sistemas Dinâmicos – Universidade Federal do Paraná, UFPR, 2010.

PICCOLI, M.; YIM, M. Cogging Torque Ripple Minimization via Position Based Characterization. Robotics: Science and Systems X, 2014.

PRAVEEN, R. P.; RAVICHANDRAN, M. H.; SADASIVAN ACHARI, V. T.; JAGATHY RAJ, V. P.; MADHU, G.; BINDU, G. R. A novel slotless Halbach-array permanent-magnet brushless dc motor for spacecraft applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012.

PRAVEEN, R. P.; RAVICHANDRAN, M. H.; SADASIVAN ACHARI, V. T.; JAGATHY RAJ, V. P.; MADHU, G.; BINDU, G. R. Design and analysis of enclosed rotor Halbach array brushless DC motor for spacecraft applications. 19th International Conference on Electrical Machines, ICEM, 2010.

SCHMITZ, C.; SADOWSKI, N.; CARLSON, R. Projeto e Otimização de Motores BLDC de Ímãs Permanentes Superficiais. Dissertação de mestrado, UFSC, 2017.

SIMÃO, R. F. Representação Em Bond Graphs De Motores Brushless Dc E Inversores De Frequência. Dissertação de mestrado, UFSC, 2013.

SONG, X.; HAN, B.; ZHENG, S.; FANG, J. High-Precision Sensorless Drive for High-Speed BLDC Motors Based on the Virtual Third Harmonic Back-EMF. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018.

SONG, X.; ZHENG, S.; HAN, B.; PENG, C.; ZHOU, X. Active Damping Stabilization for High-Speed BLDCM Drive System Based on Band-Pass Filter. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017.

TON, D., BULAWKA, A., BOWER, W. "Summery Report on the DOE Workshop on a System-Driven Aproach to Inverter Research and Development," Washington DC; Albuquerque, 2003.

TRINDADE, R. H. Estudo de Máquinas Elétricas Não Convencionais: Motor Brushless DC. Trabalho de conclusão de curso de bacharel em engenharia elétrica, USP, 2009.

VAZ, A.; DHAMI, S. S.; TRIVEDI, S. Bond Graph Modeling and Simulation of Three phase PM BLDC Motor Operation of BLDC Motor. 14th National Conference on Machines and Mechanisms (NaCoMM09), 2009.

HONG, W., WOOTAİK, L., BYOUNG-KUK L. Dynamic Simulation of Brushless DC Motor Drives Considering Phase Commutation for Automotive Applications. IEEE International Electric Machines & Drives Conference 2 1377-1383, 2007.

XIA, C. L., SHI, T. N. Simulation of non-bridge brushless DC motor for the air-conditioner in the automobile. Micromotors Servo Technique, 3, 7–9, 2001.

XIA, C. L., XUE, X. D. Design of the brushless DC motor for the air-conditioner in the automobile. Micromotors Servo Technique, 3, 7–8, 1999.

XIA, C. L., XUE, X. D. Design of the brushless DC motor for the air-conditioner in the automobile II. *Micromotors Servo Technique*, 3, 7–8, 2004.

XIA, C. L. *Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls*. Singapore: Wiley/Science Press, 2012.