Victor Eberhardt Menegon

**DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE DIFERENTES TIPOS DE CONTROLE PARA MSIP**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Lobo Heldwein

Coorientador: Eng. Ms. Claudio Eduardo Soares

Florianópolis

2018

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor

através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

|  |
| --- |
|  |
| A ficha de identificação é elaborada pelo próprio autor  Maiores informações em:  <http://portal.bu.ufsc.br/servicos/ficha-de-identificacao-da-obra/> |
|  |
|  |
|  |
|  |
|  |

Victor Eberhardt Menegon

**DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE DIFERENTES TIPOS DE CONTROLE PARA MSIP**

Esta Trabalho foi julgada adequada para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica/Eletrônica e aprovada em sua forma final pela Banca Examinadora

Local, x de junho de 2018.

\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_

Prof. Jean Vianei Leite, Dr.

Coordenador do Curso

**Banca Examinadora:**

\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

Orientador

Universidade UFSC

\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_

Eng. Claudio Eduardo Soares, Ms.

Corientador

\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_

Prof. Nelson Sadowski, Dr.

Universidade UFSC

Dedico este trabalho à Deus, minha família e minha namorada.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço à Deus por sempre me ajudar e me capacitar. Agradeço aos meus pais, Ana e Nilson, por sempre batalharem para que eu tivesse a melhor educação e a minha namorada, Carina, por todo o apoio e amor. Agradeço ao Professor Marcelo Lobo Heldwein por permitir a execução deste trabalho no meu estágio e me orientar da melhor maneira possível. Agradeço ao meu orientador de estágio Cláudio Eduardo Soares pela paciência e todos os ensinamentos transmitidos. Agradeço por fim ao meu chefe Alexandre Cabral e a Embraco por me darem a oportunidade de fazer um estágio de 1 ano e meio e ainda fazer este trabalho de conclusão de curso nas instalações da empresa.

Texto da Epígrafe. Citação relativa ao tema do trabalho. É opcional. A epígrafe pode também aparecer na abertura de cada seção ou capítulo.

(Autor da epígrafe, ano)

RESUMO

O texto do resumo deve ser digitado, em um único bloco, sem espaço de parágrafo. O resumo deve ser significativo, composto de uma sequência de frases concisas, afirmativas, e não de uma enumeração de tópicos. Não deve conter citações. Deve-se usar o verbo na voz ativa. Abaixo do resumo, deve-se informar as palavras-chave (palavras ou expressões significativas retiradas do texto) ou termos retirados de thesaurus da área.

**Palavras-chave:** Palavra-chave 1. Palavra-chave 2. Palavra-chave 3.

ABSTRACT

Resumo traduzido para outros idiomas, neste caso, inglês. Segue o formato do resumo feito na língua vernácula. As palavras-chave traduzidas, versão em língua estrangeira, são colocadas abaixo do texto precedidas pela expressão “Keywords”, separadas por ponto.

**Keywords:** Keyword 1. Keyword 2. Keyword 3.

LISTA DE FIGURAS

[Figura 1. (a) *BEMF* trapezoidal. (b) *BEMF* senoidal. 30](#_Toc515779230)

[Figura 2. *BLDC* com 4 polos e ímãs superficiais 30](#_Toc515779231)

[Figura 3. Circuito Elétrico de um motor *BLDC* 32](#_Toc515779232)

[Figura 4. Diagrama de forças atuantes no rotor (NAZÁRIO, 2014) 34](#_Toc515779233)

[Figura 5. Modelo inversor-motor 35](#_Toc515779234)

[Figura 6. Representação de um MOSFET com diodo de roda-livre 36](#_Toc515779235)

[Figura 7. Ilustração de caráter didático para representar os períodos com perdas no Inversor. 38](#_Toc515779236)

[Figura 8. Tensões induzidas de fase com defasamento ideal de 120º 40](#_Toc515779237)

[Figura 9. Formas de onda para Controle Trapezoidal 120º ideal 42](#_Toc515779238)

[Figura 10. Tensão induzida e corrente na Fase A de um motor BLDC. (ANDRICH, 2013). 43](#_Toc515779239)

[Figura 11. *PWM* nas chaves 44](#_Toc515779240)

[Figura 12. Diagrama de Blocos do Controle Trapezoidal 44](#_Toc515779241)

[Figura 13. Transformada de Park 46](#_Toc515779242)

[Figura 14. Transformada de Park 47](#_Toc515779243)

[Figura 15. Diagrama de Blocos do Controle Trapezoidal 49](#_Toc515779244)

[Figura 16. Condição de Máximo Torque (ANDRICH, 2013). 50](#_Toc515779245)

[Figura 17. Modulação Senoidal (GUPTA 2017) 50](#_Toc515779246)

[Figura 18. Tensão de Barramento referenciada em espaço de vetores (TEXAS INSTRUMENTS, 1998) 51](#_Toc515779247)

[Figura 19. Vetores de Tensão de Fase com Neutro constante 52](#_Toc515779248)

[Figura 20. Diagrama de Vetores Espaciais e sequência de comutação por setor. 53](#_Toc515779249)

[Figura 21. Sequência de acionamento para Setor 1. Adaptado de Krishnan (2010). 55](#_Toc515779250)

[Figura 22. Flutuação do Ponto Neutro para utilização de *SVM*. 56](#_Toc515779251)

[Figura 23. Tensões de Fase resultantes para *SVM*. 56](#_Toc515779252)

[Figura 24. (a) Condução das Fases B e C. (b) Abertura da Fase C e condução pelo diodo de roda-livre até extinção da corrente. (c) Entrada em condução das Fases A e B. 57](#_Toc515779253)

[Figura 25. Simulação da resposta ao degrau de torque 0.2 N.m 61](#_Toc515779254)

[Figura 26. Teste de resposta ao degrau de torque 0.2 N.m 61](#_Toc515779255)

[Figura 27. Simulação da resposta ao degrau de velocidade de 400 RPM para 1600 RPM 62](#_Toc515779256)

[Figura 28. Teste de resposta ao degrau de velocidade de 400 RPM para 1600 RPM 62](#_Toc515779257)

[Figura 29. *BEMFs* não ideais em regime permanente 63](#_Toc515779258)

[Figura 30. Correntes de Fase em regime permanente 64](#_Toc515779259)

[Figura 31. Correntes de Fase em regime permanente retiradas do Osciloscópio 64](#_Toc515779260)

[Figura 32. Corrente de Fase retirada do Osciloscópio 64](#_Toc515779261)

[Figura 33. Sequência de Acionamento das chaves para um ciclo 65](#_Toc515779262)

[Figura 34. Acionamento em fase com as *BEMFs* 65](#_Toc515779263)

[Figura 35. Dinamômetro 79](#_Toc515779264)

[Figura 36. Tensão de fase em azul e *BEMF* de fase em vermelho para controle vetorial com modulação senoidal. Simulação feita em malha aberta. 80](#_Toc515779265)

[Figura 37. Tensão de fase em azul e *BEMF* de fase em vermelho para controle trapezoidal. Simulação feita em malha aberta. 81](#_Toc515779266)

[Figura 38. Comparativo entre a forma de onda da tensão de fase para modulação senoidal (azul) e *SVM* (vermelho) para malha aberta. 81](#_Toc515779267)

LISTA DE QUADROS

[Quadro 1 - Formatação do texto 30](#_Toc447824501)

LISTA DE TABELAS

[Tabela 1. Parâmetros do motor utilizado 30](#_Toc515204785)

[Tabela 2. Padrão de chaveamento para Controle Vetorial para *duty cycle* de 100%. 41](#_Toc515204786)

[Tabela 3. Vetores para acionamento com *Space Vector Modulation* 53](#_Toc515204787)

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

*DC* - Corrente Direta (*Direct Current*)

MSIP - Motor Síncrono de Ímãs Permanentes

*BEMF* - Força Contra Eletromotriz (*Back Electromotive Force*)

*BLAC* - Motor de Corrente Alternada Sem Escovas (*Brushless Alternate Current*)

*BLDC -* Motor de Corrente Contínua Sem Escovas(*Brushless Direct Current*)

Controlador PI – Controlador Proporcional-Integral

*PWM –* Modulação de Largura de Pulso (*Pulse Width Modulation*)

*SVM* – *Space Vector Modulation*

SUMÁRIO

[1 INTRODUÇÃO 27](#_Toc515727896)

[1.1 OBJETIVOS 28](#_Toc515727897)

[1.1.1 Objetivo geral 28](#_Toc515727898)

[1.1.2 Objetivos específicos 28](#_Toc515727899)

[2 MOTORES SÍNCRONOS 29](#_Toc515727900)

[2.1 Motores Síncronos de Ímãs Permanentes 29](#_Toc515727901)

[2.2 Modelo Matemático MSIP *BLDC* 31](#_Toc515727902)

[2.2.1 Equações Elétricas 31](#_Toc515727903)

[2.2.2 Equações Mecânicas 33](#_Toc515727904)

[2.3 INVERSOR DE FREQUÊNCIA 34](#_Toc515727905)

[2.4 PERDAS 35](#_Toc515727906)

[2.4.1 Perdas no Inversor 35](#_Toc515727907)

[2.4.1.1 Perdas por Condução 36](#_Toc515727908)

[2.4.1.2 Perdas por Comutação 36](#_Toc515727909)

[2.4.2 Perdas Mecânicas 38](#_Toc515727910)

[2.4.2.1 Perdas Resistivas 38](#_Toc515727911)

[2.4.2.2 Perdas por fricção mecânica nos rolamentos 38](#_Toc515727912)

[2.4.2.3 Perdas magnéticas 39](#_Toc515727913)

[3 TIPOS DE CONTROLE 39](#_Toc515727914)

[3.1 Condição de Máxima Eficiência 39](#_Toc515727915)

[3.2 Controle Trapezoidal 40](#_Toc515727916)

[3.2.1 Perdas no Controle Trapezoidal 44](#_Toc515727917)

[3.3 Controle Vetorial 45](#_Toc515727918)

[3.3.1 Transformada de Park 45](#_Toc515727919)

[3.3.2 Transformada de Clarke 47](#_Toc515727920)

[3.3.3 Modelo do Motor no Referencial Síncrono 48](#_Toc515727921)

[3.3.4 Modulações para Controle Vetorial 50](#_Toc515727922)

[3.3.4.1 Senoidal 50](#_Toc515727923)

[*3.3.4.2* *Space Vector Modulation* 52](#_Toc515727924)

[4 MODELO MATLAB 56](#_Toc515727925)

[4.1 Controle Trapezoidal 57](#_Toc515727926)

[4.1.1 Condições de Contorno 57](#_Toc515727927)

[4.1.2 Cálculo do Controlador 59](#_Toc515727928)

[4.1.3 Simulações 60](#_Toc515727929)

[4.2 Controle Vetorial 65](#_Toc515727930)

[4.2.1 Condições de Contorno 65](#_Toc515727931)

[4.2.2 Cálculo dos Controladores 66](#_Toc515727932)

[4.2.3 Simulações 68](#_Toc515727933)

[5 CONTROLADORES DIGITAIS 77](#_Toc515727934)

[6 RESULTADOS 79](#_Toc515727935)

[6.1 Dinamômetro 79](#_Toc515727936)

[6.2 Condições de Contorno dos Testes 79](#_Toc515727937)

[6.3 Resultados 79](#_Toc515727938)

[6.3.1 Eficiência do Motor 80](#_Toc515727939)

[6.3.2 Eficiência do Inversor 81](#_Toc515727940)

[6.3.3 Eficiência Total 82](#_Toc515727941)

[7 CONCLUSÃO 82](#_Toc515727942)

[REFERÊNCIAS 83](#_Toc515727943)

[APÊNDICE A – Cálculo do Coeficiente de Atrito 87](#_Toc515727944)

[APÊNDICE B – Código MatLAB para Controle Trapezoidal 89](#_Toc515727945)

[APÊNDICE C – Código MatLAB para Controle Vetorial 97](#_Toc515727946)

[APÊNDICE D – Código MatLAB *BEMF* trapezoidal não ideal 102](#_Toc515727947)

[APÊNDICE E – Resultados para Controle Trapezoidal 103](#_Toc515727948)

[APÊNDICE F – Resultados para Controle Vetorial e modulação Senoidal 104](#_Toc515727949)

[APÊNDICE G – Resultados para Controle Vetorial e *SVM* 105](#_Toc515727950)

# INTRODUÇÃO

Dentre os pontos mais relevantes para a criação de um produto na indústria, estão a eficiência e o custo, podendo-se priorizar um destes ou então buscar o ponto ótimo entre ambos. Seguindo esta linha de raciocínio, normalmente utiliza-se de motores síncronos de ímãs permanentes (MSIP) para compressores herméticos da linha branca. A crescente utilização deste tipo de motor e não os motores DC (do inglês *Direct Curent*) na indústria se dão por diversos motivos. Segundo Fitzgerald, Kingsley e Umans (2003) a substituição dos enrolamentos de campo por ímãs permanentes, facilita e reduz a construção da máquina elétrica. Porém a principal vantagem está no fato de a máquina não precisar de fonte de excitação externa para criar campo magnético e, assim, reduz-se também perdas (KRISHNAN, 2010) e (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2003).

Outro fator importante é a ausência de escovas para providenciar a comutação das fases, como em um motor *DC* comum. Com isso, o motor possui uma vida útil maior, visto que não há mais a necessidade da manutenção de escovas, as quais podem produzir faíscas e aumentar a temperatura do motor. Porém como a comutação não é mais feita por escovas, faz-se necessário o uso de inversores e técnicas de controle e acionamento para que o motor possa funcionar corretamente.

No capítulo 1 do desenvolvimento serão abordadas as características do motor a ser utilizado como objeto de estudo neste trabalho de conclusão do curso, tão bem quanto as diversas perdas no motor e no inversor. No capítulo 2 serão discutidas as técnicas de controle Trapezoidal e Vetorial, revisitando o estado da arte e as operações matemáticas necessárias. Já no capítulo 3, os cálculos e considerações para todos os controladores serão explicados. No capítulo 4 será detalhada a modelagem do motor, inversor e controlador no MatLAB e os resultados obtidos das simulações. Por fim, o capítulo 5 conterá os resultados obtidos nos dinamômetros disponibilizados para uso deste trabalho de conclusão de curso.

## OBJETIVOS

### Objetivo geral

Estudo de motores MSIP aplicados a indústria de linha branca, tanto quanto análise de diferentes técnicas de controle e acionamento quanto a eficiência.

### Objetivos específicos

Analisar a eficiência do conjunto motor-inversor para cada tipo de controle estudado e concluir qual a melhor estratégia para tal sistema em uma determinada condição de contorno.

# MOTORES SÍNCRONOS

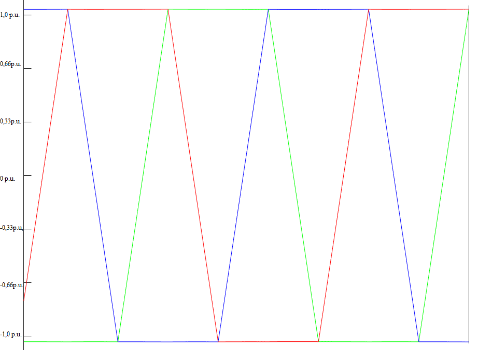
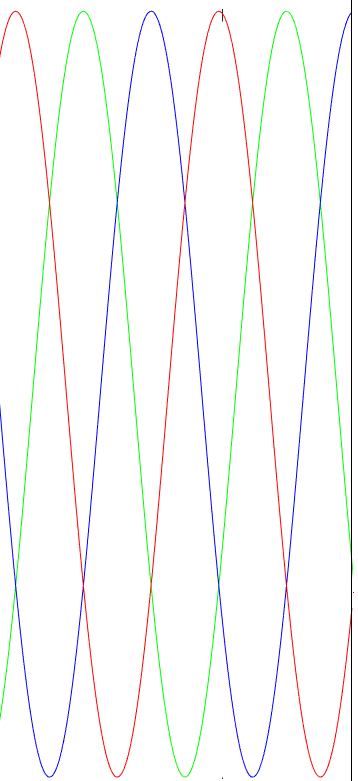
Máquinas síncronas são utilizadas para diversas aplicações, tanto como geradores, como motores. Elas possuem tradicionalmente um enrolamento um de campo, além do de armadura. Por tal motivo, faz-se necessário o uso de uma fonte de excitação *DC*, a qual criará um campo magnético com o auxílio de escovas para comutação. A interação de tal campo com o campo girante gerado pelo enrolamento de armadura, faz com que o rotor possua velocidade proporcional à frequência da corrente na armadura do motor em regime permanente. No entanto, a utilização de escovas pode aumentar a temperatura do motor e causar faiscamento, o enrolamento de campo utiliza um grande espaço e provoca perdas adicionais nos fios de cobre que compõem o enrolamento. Para eliminar tais problemas e a utilização de uma fonte de excitação, a indústria utiliza como solução motores síncronos de ímãs permanentes (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2003).

## Motores Síncronos de Ímãs Permanentes

Segundo Krishnan (2010), os ímãs permanentes foram introduzidos em pesquisas relacionadas a máquinas elétricas na década de 50 e rapidamente os materiais utilizados tiveram uma melhora na sua qualidade. Os materiais mais utilizados atualmente são o ferrite, ligas de ferro (AlNiCo) e de terras raras (SmCo, NdFeb), em que os quesitos para escolha dependem da prioridade do projeto, seja ele o custo ou o alto desempenho (NAZÁRIO, 2014).

Além de eliminar o uso de uma fonte externa de excitação, o uso de ímãs permanentes traz como vantagem a redução do tamanho do motor em comparação ao que possui enrolamentos de campo, porque o ímã possui maior densidade de energia do que o citado anteriormente (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2003). O controle dos MSIPs é feito através da utilização de inversores de frequência, a fim de que a corrente no estator possa ter frequências variáveis.

O MSIP pode ser construído com diferentes disposições de ímãs o que acarreta em um diferente tipo de *BEMF*. Essa diferença é utilizada para caracterizar o tipo do MSIP, como por exemplo em *BLDC* e em *BLAC*. O primeiro tem como característica uma *BEMF* trapezoidal e o segundo, uma senoidal, como pode ser visto na Figura 1. Neste trabalho será utilizado um motor do tipo *BLDC* para fazer o estudo de caso. Este possui rotor interno de 4 polos e ímãs superficiais, como pode ser visto na Figura 2. Os principais parâmetros deste motor estão descritos na Tabela 1.

(a) (b)

Figura 1. (a) *BEMF* trapezoidal. (b) *BEMF* senoidal.

|  |  |
| --- | --- |
| B [Nm.s] – Coeficiente de Atrito |  |
| J [kgm²] – Momento de Inércia |  |
| Rs [Ω] – Resistência de Fase |  |
| Polos | 4 |
| Ld [H] – Indutância de eixo direto |  |
| Lq [H] – Indutância de eixo em quadratura |  |
| kt – Constante de fluxo | 0.359 |

Tabela 1. Parâmetros do motor utilizado

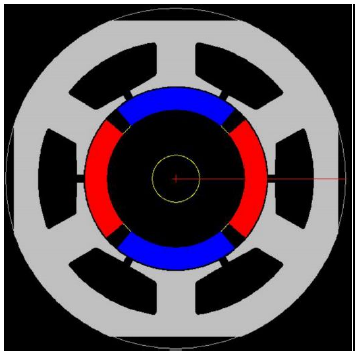


Figura 2. *BLDC* com 4 polos e ímãs superficiais

O rotor com ímãs superficiais possui como característica o preenchimento com ar entre os ímãs adjacentes. Como o ímã possui permeabilidade magnética muito próxima à do ar, não há variação da indutância em função da posição do rotor, fazendo com que não haja torque de relutância no motor (ANDRICH, 2013).

## Modelo Matemático MSIP *BLDC*

O modelo matemático do motor *BLDC* foi deduzido, segundo Krishnan (2010), em tensões e correntes de fase. A dedução deste modelo leva em consideração algumas características, são elas:

* As fases do estator são simétricas e balanceadas;
* Correntes induzidas no rotor causadas por componentes harmônicas no estator são desconsideradas;
* Perdas no ferro e por dispersão são desconsideradas;
* A distância angular entre os ímãs é desconsiderada;
* Os polos do rotor são lisos e superficiais.

### Equações Elétricas

O circuito elétrico do motor pode ser visto na Figura 3, em que as tensões de fase são:

(Eq. 1)

Onde é a fase.

Ao se considerar o sistema completo com as três fases, tem-se o sistema:

(Eq. 2)

Em que:

são as tensões fase-neutro do motor [V];

são as resistências de cada fase, como o motor é balanceado, as três são iguais [Ω];

são as indutâncias próprias e mútuas de cada fase [H];

são as forças contra eletromotriz de cada fase [V].

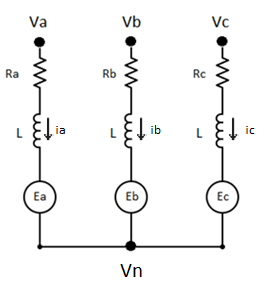


Figura 3. Circuito Elétrico de um motor *BLDC*

As *BEMFs* podem ser descritas em função da velocidade angular ω e da constante de fluxo (CHIASSON, 2005) e (KRISHNAN, 2010), como pode ser visto na equação abaixo.

(Eq. 3)

(Eq. 4)

Em que:

é o ângulo do rotor em relação à origem [rad];

é uma função normalizada que descreve o caráter trapezoidal da *BEMF* de um motor *BLDC.*

Como dito anteriormente, o fato de o rotor possuir ímãs superficiais, não havendo variação na indutância em função da posição do rotor e as três fases serem balanceadas, segundo Krishnan (2010), as indutâncias mútuas são consideradas iguais entre elas e a indutância própria é igual entre as três fases. Portanto, o sistema pode ser simplificado para:

(Eq. 5)

Onde:

são as indutâncias próprias;

são as indutâncias mútuas.

Pode-se perceber ainda que como o sistema é balanceado, o somatório das correntes é nulo, levando o sistema a mais uma simplificação, resultando na forma final da Eq. 6 (KRISHNAN, 2010), (ANDRICH, 2013) e (NAZÁRIO, 2014).

(Eq. 6)

(Eq. 7)

Como não há torque de relutância neste tipo de motor, o torque eletromagnético pode ser descrito como (ANDRICH, 2013):

(Eq. 8)

Sendo que representa o número de pares de polos.

### Equações Mecânicas

Como pode ser visto na Figura 4, existem três forças atuantes no rotor do motor, de tal forma que se pode descrever o comportamento mecânico do motor, como sendo:

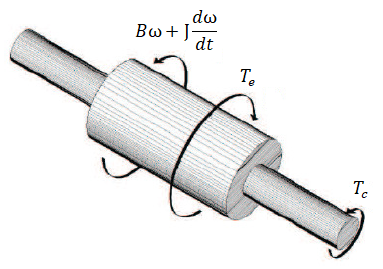


Figura 4. Diagrama de forças atuantes no rotor (NAZÁRIO, 2014)

(Eq. 9)

Em que:

é o coeficiente de atrito viscoso nos acoplamentos do motor ;

representa a constante de inércia do ;

é o torque aplicado pela carga .

Ou seja, o torque eletromagnético não é somente consumido pela carga aplicada ao motor, visto que os acoplamentos e a inércia geram também torque contrário ao eletromagnético, sendo eles torque resultante do atrito viscoso, o qual é dependente da velocidade do motor, e resultante da inércia, o qual é dependente da aceleração do motor.

Por fim, ainda se tem a equação que descreve a potência mecânica, a qual pode ser vista na equação abaixo.

(Eq. 10)

## INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Com o invento do inversor de frequência, os MSIPs obtiveram maior popularidade. Isso se deve ao fato de que com o inversor é possível variar a frequência e a tensão aplicada no motor para controlar a velocidade de operação. Aplicando técnicas de modulação, pode-se variar estratégias de controle e obter diferentes resultados de eficiência de um mesmo motor. Como já dito anteriormente, este estudo tem como objetivo comparar o controle trapezoidal e o vetorial. Ambos utilizam de modulações diferentes, as quais serão explicadas posteriormente.

Um modelo simplificado do conjunto inversor-motor pode ser visto na Figura 5.

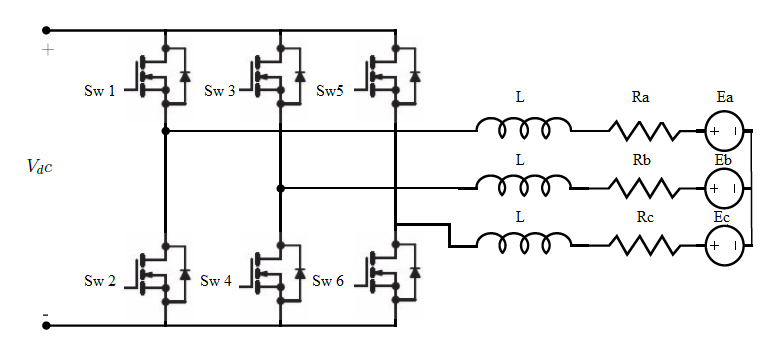


Figura 5. Modelo inversor-motor

## PERDAS

Para o estudo de eficiência é de suma importância o conhecimento de todas as fontes significativas de perdas no sistema. Este, neste objeto de estudo, é composto de um inversor e um motor. Nas subseções a seguir as componentes de perda para cada subsistema serão explicadas.

### Perdas no Inversor

As perdas no inversor são caracterizadas pelo efeito Joule e são divididas em duas, por condução e por comutação. Essas perdas foram modeladas considerando-se a utilização de MOSFETs como chaves. Como pode ser visto na Figura 5, o MOSFET possui um diodo de roda-livre, o qual permite que para cargas RL, exista a circulação de corrente por ele, mesmo quando a chave está aberta. De tal forma que se tenha uma corrente contínua no motor. As perdas citadas anteriormente, serão explicadas e modeladas unicamente com o intuito de se entender melhor as características de cada tipo de controle, elas não serão calculadas analiticamente neste trabalho.

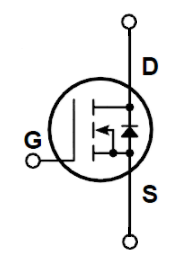


Figura 6. Representação de um MOSFET com diodo de roda-livre

#### Perdas por Condução

Quando o MOSFET conduz, ou seja, está saturado, ele comporta-se como uma resistência, aqui chamada . Este comportamento define qual será as perdas por condução ou a máxima corrente que o condutor suporta (BARBI, 2014). A potência perdida durante a condução do MOSFET pode ser definida então como:

(Eq. 11)

Em que,

é o tempo em que a chave está conduzindo;

é a frequência de chaveamento do inversor;

é a resistência que caracteriza o MOSFET enquanto este conduz;

é a corrente que o MOSFET conduz.

#### Perdas por Comutação

As perdas por comutação são caracterizadas pelo momento de transição entre os estados da chave, em que há extinção ou início da condução de corrente e há início ou extinção da tensão imposta sobre a chave. Isto ocorre, porque não é possível uma transição instantânea de tensão e corrente sobre a chave.

Para melhor entender este fato, pode-se dividir a análise em duas etapas, a de entrada em condução e a de abertura da chave. É importante ressaltar que a análise feita será com fins didáticos e não necessariamente representa a realidade de um chaveamento em carga indutiva.

* Entrada em condução:

A chave está aberta e por isso apresenta uma tensão e corrente igual à zero. Quando o circuito de *gate* é acionado e a chave é acionada, ela começa gradualmente a ser fechada, aumentando também gradualmente a corrente que começa a circular por ela. Como consequência a tensão começa a diminuir. Após um tempo a corrente assume seu valor final e a tensão o valor igual à zero, como pode ser visto na como pode ser visto na parte I da Figura 6.

* Abertura da chave:

A chave está fechada e por isso apresenta tensão igual à zero e corrente igual à . Quando comandada, a chave começa gradualmente a abrir, diminuindo no mesmo passo a corrente até que ela atinja o valor igual à zero, fazendo com que a tensão, a qual também sobe gradativamente, atinja o valor de . O tempo em que a chave demora para abrir e extinguir a corrente é igual à .

De tal forma que, segundo Barbi (2014) e Mazgaj, Rozengal e Szular (2015), as perdas totais devido à comutação são definidas como:

(Eq. 12)

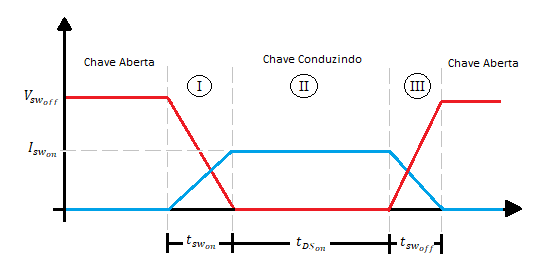


Figura 7. Ilustração de caráter didático para representar os períodos com perdas no Inversor.

### Perdas Mecânicas

As perdas no motor podem ser divididas em três e serão explicadas nas próximas subseções, são elas:

* Perdas resistivas;
* Perdas por fricção mecânica nos rolamentos;
* Perdas magnéticas.

#### Perdas Resistivas

As perdas resistivas do motor estão diretamente relacionadas a corrente e a resistência das fases do estator do motor. Considerando que o motor possui as fases balanceadas, as correntes eficazes de cada fase são iguais. As perdas podem ser descritas pela Eq. 14.

(Eq. 13)

#### Perdas por fricção mecânica nos rolamentos

Essas perdas não serão calculadas com modelos matemáticos. Elas serão adquiridas para algumas condições através de duas medições em dois dinamômetros diferentes. A primeira medição será feita em um dinamômetro que possui mancais a óleo e a segunda em um dinamômetro que possui acoplamentos e rolamentos, todos os resultados deste trabalho serão retirados deste último dinamômetro. De tal forma que qualquer diferença na eficiência do motor para a mesma condição será considerada perda por fricção mecânica nos rolamentos.

#### Perdas magnéticas

As componentes de perdas magnéticas mais significativas no motor são as por histerese e por corrente de Foucault e segundo Krishnan (2010), elas ocorrem devido à variação na densidade de fluxo que o rotor percebe. A primeira é diretamente relacionada à composição do ímã, no qual as características B-H variam. Já as correntes de Foucault são consequência das correntes parasitas induzidas, as quais podem ser mitigadas através da laminação do material ferromagnético (ANDRICH, 2013). Essas perdas não serão mais detalhadas neste trabalho, pois elas não variam para diferentes tipos de controle, variam unicamente com a velocidade. Elas serão unicamente consideradas nos resultados finais como a parcela de perdas não representada por perdas por fricção e resistivas.

# TIPOS DE CONTROLE

Existem diferentes tipos de controle para MSIPs, os quais normalmente variam de acordo com o tipo de *BEMF* do motor. Nas próximas subseções será feito o aprofundamento teórico das duas diferentes técnicas de controle abordadas neste trabalho, sendo elas o controle Trapezoidal e o Vetorial.

## Condição de Máxima Eficiência

Ao se analisar a Eq. 8 percebe-se que o torque produzido pelo motor é diretamente proporcional ao produto da corrente de fase e das *BEMF*s, de tal maneira. Então para um mesmo torque, quanto maior for a tensão induzida e menor a corrente, maior será a eficiência, visto que uma menor corrente de fase também acarreta em menores perdas por comutação e condução. Ainda para se ter máxima eficiência teoricamente deve-se ter fator de potência unitário e corrente e *BEMF* de fase com o mesmo formato, a fim de que todas as componentes harmônicas produzam torque (ANDRICH, 2014). Dito isso, tem-se a impressão de que sempre para um motor *BLDC* deve-se utilizar controle Trapezoidal e para um motor *BLAC*, controle Vetorial.

Porém as condições anteriormente citadas levam em consideração algumas idealidades, as quais na prática, não existem, como, por exemplo, o fator de potência unitário e distorções no formato de corrente ou tensão induzida de fase. Essas deformações podem ser causadas principalmente por componentes harmônicas devido ao chaveamento, impossibilitando um máximo aproveitamento da potência de entrada. Por esses e outros motivos, como número de comutações, não necessariamente o controle vetorial em um motor *BLDC* terá menor eficiência do que um Trapezoidal.

## Controle Trapezoidal

Este tipo de controle é amplamente utilizado na indústria devido à sua fácil implementação, baixo custo computacional, visto que não é necessário fazer transformadas matemáticas e também possuir resposta satisfatória de eficiência. Porém a principal vantagem consiste em aproveitar o formato trapezoidal da tensão induzida do motor *BLDC* (KRISHNAN, 2010). Idealmente neste caso, tais tensões de fase possuem um defasamento de 120º, como pode ser visto na Figura 8. Então, para se ter máxima eficiência, deve ser aplicada uma corrente de fase que possua característica constante no mesmo momento em que a *BEMF* também é constante, resultando em todas as harmônicas produzindo torque e, assim, tendo-se torque constante.

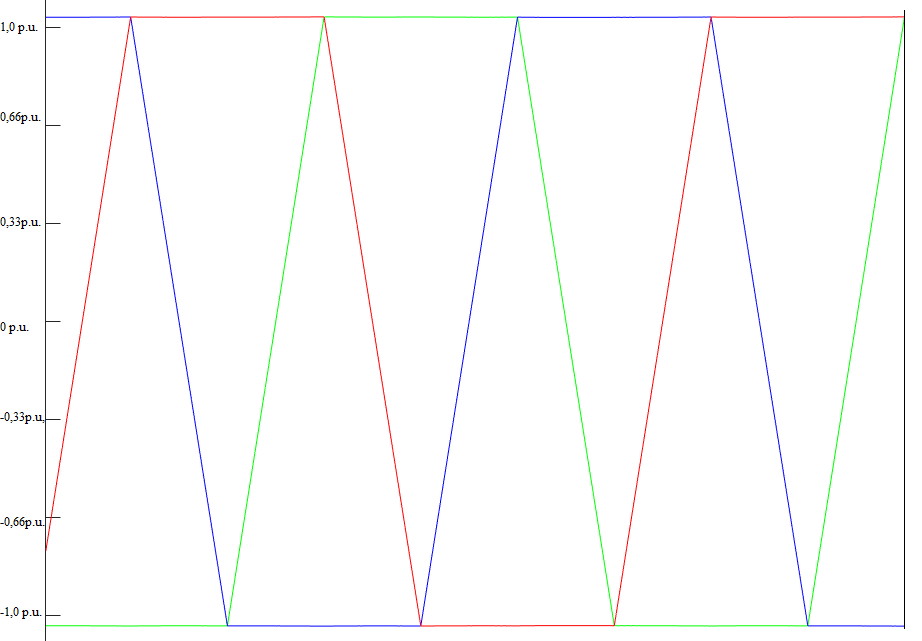


Figura 8. Tensões induzidas de fase com defasamento ideal de 120º

Como no motor *BLDC,* duas fases apresentarão a cada 60º do ângulo mecânico o mesmo valor de tensão, idealmente o inversor precisa comutar somente em múltiplos de tal ângulo, ou seja, as chaves precisarão ser comutadas somente seis vezes durante uma volta mecânica. De tal fato, surge o outro nome dado ao controle trapezoidal, o *Six-Step*. Por somente possuir seis estados , duas chaves conduzirão ao mesmo tempo e, então, em duas fases quaisquer as correntes serão idênticas e na outra fase igual à zero. O padrão de acionamento para cada um dos seis estados possíveis, pode ser visto na Tabela 2, na qual a chave com valor ‘0’ representa que ela está aberta e com valor ‘1’ conduzindo. A sequência de acionamento com as *BEMF*s, correntes teóricas e torque produzido por cada fase, podem ser vistos na Figura 9. Lembrando de que as formas de onda com coloração azul correspondem à Fase A, as de coloração verde à Fase B e as vermelhas à Fase C.

Ao se analisar a Eq. 8, conclui-se de que as componentes de torque geradas por cada fase são o produto da *BEMF* e corrente de fase para um determinado instante de tempo, o qual pode ser visto nas últimas três formas de onda da Figura 9. Percebe-se, então, de que para um determinado instante de tempo, as componentes de torque são constantes e para se obter o torque total, como dito na Eq. 8, deve-se somar as três componentes, concluindo-se de que o torque é teoricamente constante e por consequência a potência mecânica também.

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **Step** | **Sw 1** | **Sw 2** | **Sw 3** | **Sw 4** | **Sw 5** | **Sw 6** | **Fase A** | **Fase B** | **Fase C** |
| **1** | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | - |  |  |
| **2** | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |  |  | - |
| **3** | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |  | - |  |
| **4** | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | - |  |  |
| **5** | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |  |  | - |
| **6** | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |  | - |  |

Tabela 2. Padrão de chaveamento para Controle Vetorial para *duty cycle* de 100%.

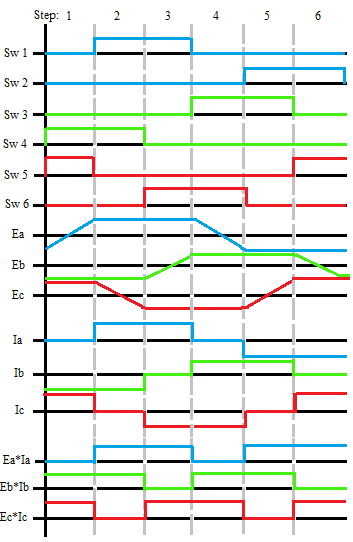


Figura 9. Formas de onda para Controle Trapezoidal 120º ideal

Segundo Pillay e Krishnan (1988), porém na prática, as não idealidades devem ser levadas em consideração. A primeira é causada pelo chaveamento, a qual produz harmônicas nas correntes, as quais produzem torque, gerando ondulações. Além disso, as correntes não conseguem variar instantaneamente devido as indutâncias presentes no motor, com isso o produto da *BEMF* pela corrente de fase não será mais constante no instante de chaveamento, causando também oscilações no torque resultante. Por fim, no momento da montagem do motor é extremamente difícil posicionar os ímãs simetricamente, o que acarreta em deformações nas *BEMF*s (KRISHNAN, 2010) e (ANDRICH, 2013), também levando aos mesmos problemas já citados.

Na prática, ao se utilizar o controle Trapezoidal, as formas de onda da *BEMF* e corrente de fase tem o seguinte formato:

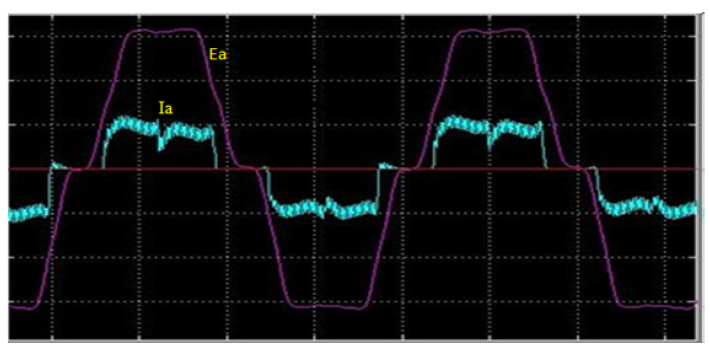


Figura 10. Tensão induzida e corrente na Fase A de um motor BLDC. (ANDRICH, 2013).

Percebe-se então que a corrente está alinhada com a tensão induzida, porém as não idealidades citadas acima farão com que o torque produzido seja oscilatório. Vale ressaltar que as correntes são extinguidas após os 120º de condução, o que permite o alinhamento já citado (ANDRICH, 2013).

Por fim, o controle da velocidade será feito através de um controlador PI, o qual define a tensão de referência que deverá ser imposta a duas fases. Porém a tensão de barramento fornecida pelo retificador do inversor de frequência é constante, de tal forma que deve ser aplicado uma modulação nas chaves para que se varie as tensões aplicadas no motor. Tal modulação é a *PWM* na qual a chave conduz por um determinado período (*duty cycle*), na qual a tensão de saída é proporcional ao produto da tensão de barramento e do *duty cycle*. Como consequência haverá um maior número de comutações, como pode ser visto na Figura 11, assim, as perdas aumentarão e haverá uma maior oscilação no torque eletromagnético, do que se comparado com um controle, o qual realmente varia a tensão de barramento e mantém as chaves conduzindo com *duty cycle* de 100%. No entanto, tal controle exigiria ainda um conversor ativo para variar a tensão, elevando custo e tamanho da eletrônica embarcada. Como o controlador de velocidade somente o *duty cycle* para aplicar a tensão de referência no motor, é preciso que se faça a estimação da posição do rotor, para que as chaves corretas sejam acionadas, respeitando a ordem descrita na Tabela 2. Para isso, será utilizado um Encoder incremental diferencial, o qual também estimará a velocidade do motor.

Figura 11. *PWM* nas chaves

O diagrama que representa o controle, pode ser visto na Figura 12.

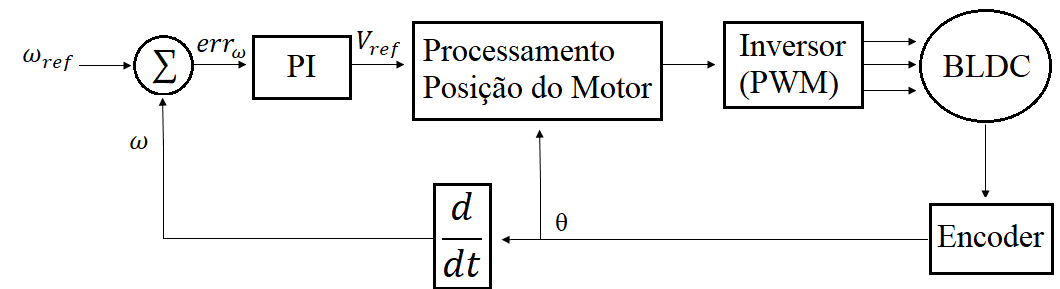


Figura 12. Diagrama de Blocos do Controle Trapezoidal

### Perdas no Controle Trapezoidal

As perdas no inversor serão analisadas para um semi-ciclo e considerando *duty-cycle* de 100%. Ao analisar a Figura 9, percebe-se que o sempre somente haverá duas chaves conduzindo, fazendo com que as perdas de condução sejam descritas como duas vezes a perda no MOSFET descrita pela Eq. 11:

(Eq. 14)

Quanto às perdas por comutação, pode-se analisar que em um semi-ciclo somente uma chave será comutada, enquanto a outra permanece conduzindo. Por isso, a perda por comutação é descrita unicamente pela comutação em um MOSFET, como descrito pela Eq. 12.

Já as perdas resistivas no motor são caracterizadas pela Eq. 13, em que possui valor igual a dois, visto que somente duas fases conduzem a cada semi-ciclo nesta estratégia de controle.

## Controle Vetorial

Seguindo o raciocínio explicado na seção 3.1 sobre Condição de Máxima Eficiência, para um motor *BLAC* deve-se aplicar correntes com formato senoidal, como é a *BEMF* de tais motores. Porém o controle trapezoidal somente consegue impor tensão em duas fases do motor em cada setor, apresentando descontinuidades nas correntes e todos os problemas que isto traz, como visto anteriormente. Para se aplicar correntes compatíveis com as tensões induzidas de um motor *BLAC* é necessário que se aplique então outra estratégia de controle para se alcançar a condição de máxima eficiência.

Uma das principais estratégias para resolver tal problema é chamada de controle Vetorial, a qual utiliza de duas transformadas matemáticas para que o modelo do motor seja referenciado ao rotor ao invés do estator, afim de se controlar independentemente o torque eletromagnético e o fluxo concatenado do motor (BARATIERI, 2012). Tais operações e a utilização de um espaço de vetores com oito vetores, permitem que a corrente seja comutada suavemente, aproximando-se ao máximo de uma corrente com formato senoidal e diminuindo as oscilações no torque eletromagnético.

Apesar de quando se trata de motores MSIP, esta estratégia ser normalmente vinculada e empregada para motores *BLAC*, neste estudo será aplicada a um motor *BLDC*, pois como dito, a transição das correntes é feita de maneira suave, e apesar de que as correntes não terão o mesmo formato das tensões induzidas, existe a possibilidade desta técnica de controle ser mais eficiente do que a Trapezoidal devido às menores ondulações no torque.

Nas próximas subseções as transformadas matemáticas utilizadas pelo controle Vetorial serão explicadas.

### Transformada de Park

Diferentemente do controle Trapezoidal, no qual idealmente têm-se correntes constantes nos períodos de interesse, os motores do tipo *BLAC* possuem correntes com forma de onda senoidal, o que dificulta o controle e a linearização por pequenos sinais. Para facilitar, ao invés de se analisar o sistema com um referencial estacionário, deve-se analisa-lo com um referencial rotacional com a mesma velocidade do motor. Desta maneira, como o referencial gira com a frequência angular da fonte senoidal, a diferença de velocidade é zero e, portanto, todas as variações senoidais serão constantes deste referencial. Ou seja, as correntes de fase antes senoidais, agora serão representadas como correntes constantes (KRISHNAN, 2010).

Segundo Krishnan (2010), Andrich (2013) e Spadini (2017), dado um sistema de duas fases com referencial estacionário , a transformada de Park é dada por:

(Eq. 15)

Em que,

é a posição elétrica do motor,

é o sistema no referencial rotacional,

é o sistema bifásico no referencial estacionário.

A representação da transformada de Park pode ser vista na Figura 13.

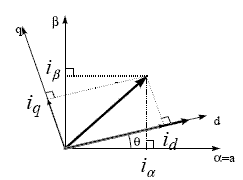


Figura 13. Transformada de Park

A transformada inversa é dada por:

(Eq. 16)

Ao analisar a Figura 13, vê-se que a componente ‘’ é alinhada com a posição do rotor e por isso é chamada de componente de eixo direto. Já a componente ‘’ é deslocado 90º em relação ao eixo direto, sendo chamado então de componente de eixo em quadratura.

FALAR SOBRE ÂNGULO 90º DO TORQUE PARA MAXIMA EFICIENCIA

### Transformada de Clarke

A transformada anterior converte um sistema bifásico em um referencial estacionário para um rotacional. No entanto, o motor utilizado neste estudo é trifásico, de tal forma que se torna necessário fazer uma transformação de um sistema trifásico balanceado referenciado ao estator em um sistema bifásico balanceado referenciado ao estator equivalente com mesma potência, velocidade, número de polos e torque, antes de se performar a transformada de Park. A esta transformada dá-se o nome de transformada de Clarke (BARBI, 1985) e (KRISHNAN, 2010), a qual pode ser vista na figura abaixo.

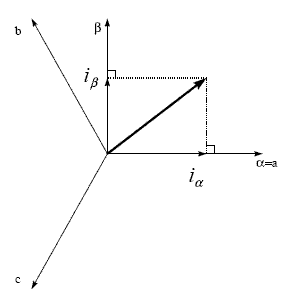


Figura 14. Transformada de Park

Segundo Krishnan (2010), Andrich (2013) e Spadini (2017), dado um sistema trifásico balanceado , a transformada de Park é:

(Eq. 17)

Já transformada inversa é dada por:

(Eq. 18)

### Modelo do Motor no Referencial Síncrono

Após definidas as transformadas necessárias para a execução do controle Vetorial, é necessário referenciar o sistema do motor para o síncrono. Feitas as transformadas, segundo Krishnan (2010), o sistema de um motor do tipo *BLAC* pode ser descrito como:

(Eq. 19)

Em que,

representa a derivada no tempo,

é a indutância de eixo direto,

é a indutância de eixo em quadratura.

Como dito anteriormente, uma das principais vantagens do controle Vetorial é a possibilidade de se controlar o torque eletromagnético e o fluxo concatenado do motor independentemente, em que com malhas de controle utilizando três controladores PIs, a velocidade seja regulada por , esta por sua vez é regulada por e é controlada por . No entanto, ao se analisar a Eq. 19 fica nítido de que tanto como dependem tanto de e , logo as variáveis que se acreditavam ser desacopladas, não são. Para contornar tal problema, variáveis de desacoplamento podem sem definidas, sendo elas (KRISHNAN, 2010) e (BARATIERI, 2012):

(Eq. 20)

(Eq. 21)

De tal maneira que o sistema a ser controlado é reduzido à:

(Eq. 22)

Com o desacoplamento é função somente de , assim como de .

Porém o sistema da Eq. 22 não descreve precisamente o sistema, e as variáveis de desacoplamento devem ser consideradas posteriormente aos controladores para que se obtenha uma melhor resposta. O sistema completo pode ser representado como na figura abaixo.

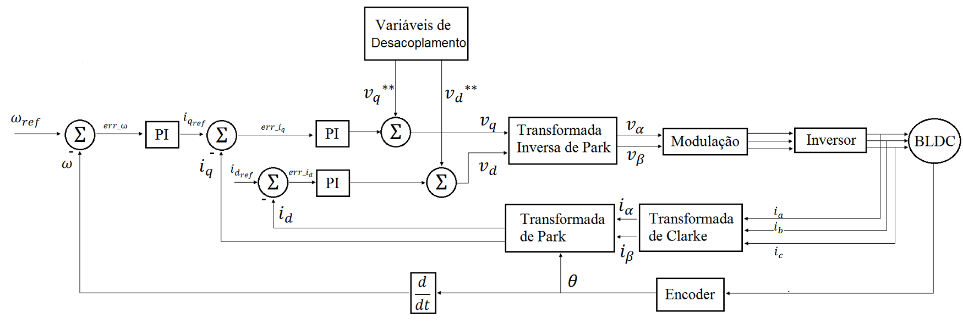


Figura 15. Diagrama de Blocos do Controle Trapezoidal

Como este modelo foi desenvolvido para motores *BLAC*, ao se aplicar ele para motores *BLDC*, os resultados obtidos não serão completamente otimizados, as correntes e apresentarão variação e fornecerão tensões de fase com caráter senoidal, enquanto que o motor apresenta *BEMFs* trapezoidais. As simulações e esses efeitos poderão ser vistos na subseção 4.2.3.

A soma vetorial dessas duas correntes corresponde à corrente estatórica, a qual gera o fluxo estatórico. Ao alterar o valor em módulo de uma das duas correntes acarreta em uma mudança no ângulo do fluxo do estator, , com o do rotor , porém sabe-se que o máximo torque de um motor é alcançado quando estes dois ângulos estão defasados 90º. Para isto, deve-se controlar , como pode ser visto na próxima figura, mantendo o ângulo do torque δ = 90º (KRISHNAN, 2010) e (ANDRICH, 2013).

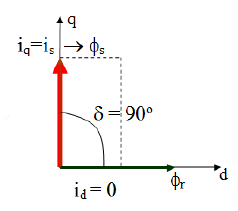


Figura 16. Condição de Máximo Torque (ANDRICH, 2013).

### Modulações para Controle Vetorial

Assim como para o controle Trapezoidal a modulação *PWM* era utilizada, para o Controle Vetorial existem outras modulações que podem ser utilizadas. Neste trabalho, porém, somente a Senoidal e *Space Vector Modulation (SVM)* serão abordadas.

#### Senoidal

Para resolver o problema da comutação abrupta com o controle trapezoidal, pode-se utilizar a modulação seno-triângulo, a qual faz nas três fases do motor comparações entre ondas senoidais e triangulares para gerar *PWM*, como pode ser visto para uma fase na figura abaixo.

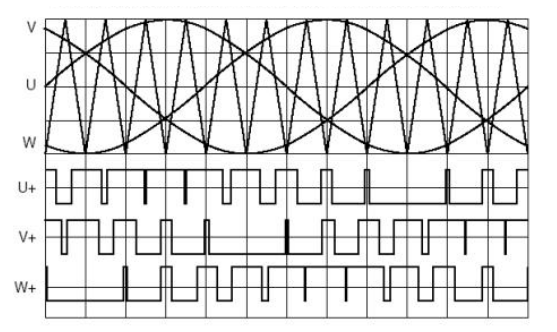


Figura 17. Modulação Senoidal (GUPTA 2017)

Em que,

V, U e W são tensões de fase,

U+, V+ e W+ são as chaves superiores do inversor.

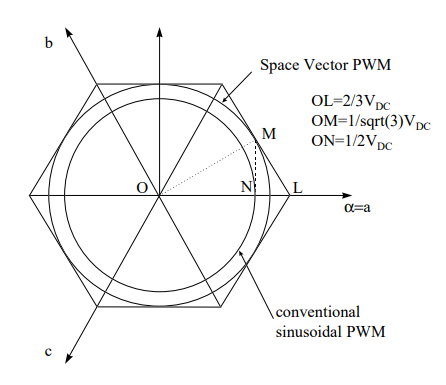


Figura 18. Tensão de Barramento referenciada em espaço de vetores (TEXAS INSTRUMENTS, 1998)

Porém ao se analisar a Figura 17, em que cada aresta do hexágono representa um vetor de tensão e na qual o círculo mais interior representa a tensão que pode ser utilizada com a modulação Senoidal, percebe-se que esta não explora todo o potencial do barramento. Ao analisar a Figura 18, podemos ver que é preciso utilizar menos o barramento, pois para uma determinada rotação em que o barramento é completamente utilizado, como na imagem da esquerda, na da direita, ficaria maior que a tensão de barramento para um próximo ângulo de rotação. Como isso não é factível de ocorrer, os módulos das tensões de fase tem que ser todos diminuídos para caber em todos os ângulo nos limites do barramento.

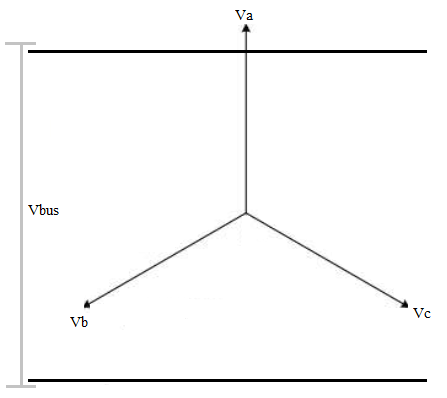
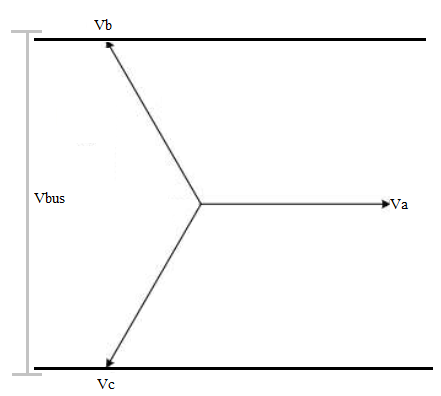


Figura 19. Vetores de Tensão de Fase com Neutro constante

Então, apesar de reduzir as harmônicas, diminuindo as perdas no ferro do motor, para algumas aplicações ela não é satisfatória pelo fato de não utilizar todo a tensão possível (GUPTA, 2002).

#### *Space Vector Modulation*

Diferentemente da modulação Senoidal, a *SVM* não tenta controlar os sinais trifásicos no referencial estacionário, mas sim no bifásico. Igual a modulação Senoidal, existem oito vetores de posições definidos, visto que sempre há três chaves conduzindo nesta estratégia, diferentemente do controle Trapezoidal, no qual só existem seis posições definidas para as chaves. As tensões nas três fases serão, então, consequência da combinação de vetores utilizados e o período conduzindo de cada chave (SPADINI, 2017). Por exemplo, para se reproduzir o vetor da Figura 18, deve-se aplicar os vetores e cada um por um determinado valor de tempo.

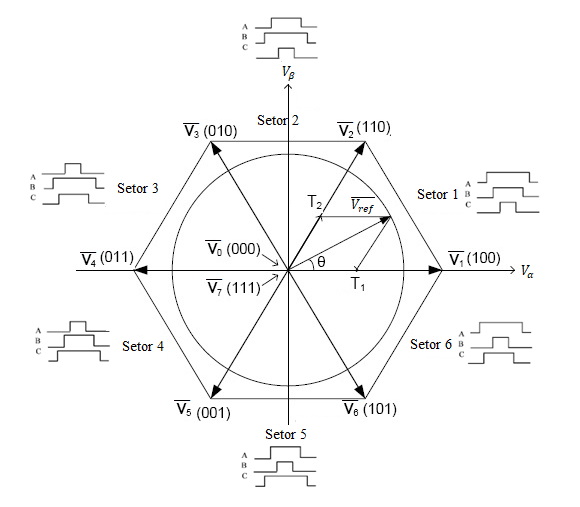


Figura 20. Diagrama de Vetores Espaciais e sequência de comutação por setor.

Os vetores para esta modulação e com as respectivas tensões de fase que serão produzidas por cada vetor podem ser vistos na Tabela 3.

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **Vetor** | **Sw 1** | **Sw 2** | **Sw 3** | **Sw 4** | **Sw 5** | **Sw 6** | **Fase A** | **Fase B** | **Fase C** |
| **0** | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| **1** | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |  |  |  |
| **2** | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |  |  |  |
| **3** | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |  |  |  |
| **4** | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |  |  |  |
| **5** | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |  |  |  |
| **6** | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |  |  |  |
| **7** | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |

Tabela 3. Vetores para acionamento com *Space Vector Modulation*

O valor de referência, , é consequência das ações de controle provindas dos controladores, ou seja, após e serem calculados, eles são transformados em e pela transformada inversa de Park e, então, pode ser calculado como:

(Eq. 23)

Já o ângulo para definir qual o setor e o tempo de atuação de cada vetor são adquiridos por um Encoder ou por um observador. Neste trabalho, foi utilizado somente aquisição de posição por Encoder Incremental. De tal maneira que os tempos de cada vetor podem ser definidos como:

(Eq. 24)

(Eq. 25)

(Eq. 26)

(Eq. 27)

(Eq. 28)

(Eq. 29)

Nos quais:

corresponde ao período de chaveamento;

é a posição do rotor;

o período que o é aplicado;

o período que o é aplicado;

o período que o e é aplicado, nos quais estes são os vetores nulos, ou seja, que nenhuma tensão é aplicada no motor, seja porque todas as chaves estão abertas () ou fechadas ().

Para os outros setores as equações devem sofrer algumas variações referentes à alguns sinais. A sequência de acionamento das chaves superiores de um inversor para o setor ilustrado anteriormente esta representado na Figura 20.

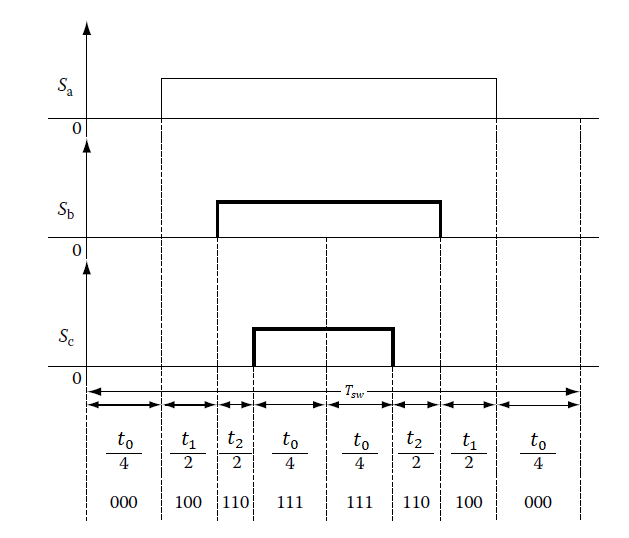


Figura 21. Sequência de acionamento para Setor 1. Adaptado de Krishnan (2010).

Além das propriedades citadas anteriormente, esta modulação pode utilizar melhor o barramento, sendo representado na Figura 17 pelo círculo exterior. Essa propriedade é alcançada pelo fato de se aproveitar a falta de acesso ao neutro do motor para considerar que ele não é constante, mas sim flutua, de tal forma que a tensão do neutro seja aumentada ou diminuída, como por exemplo na Figura 21.

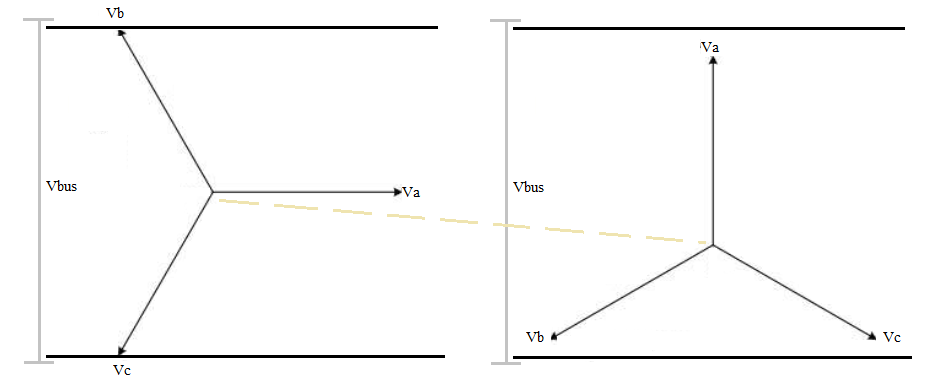


Figura 22. Flutuação do Ponto Neutro para utilização de *SVM*.

O resultado dessa flutuação do neutro nas três tensões de fase para um ciclo inteiro pode ser observado na figura abaixo.

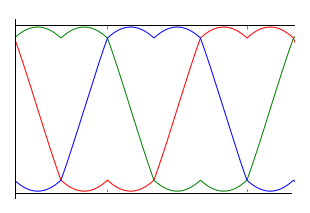


Figura 23. Tensões de Fase resultantes para *SVM*.

# MODELO MATLAB

A fim de se modelar e comprovar que os controladores desenvolvidos funcionam antes de os utilizá-los na prática, foram implementadas em MatLAB dois modelos distintos do motor e seu controle para o Controle Trapezoidal e Vetorial. Estas implementações e suas condições de contorno serão explicadas nas próximas subseções.

## Controle Trapezoidal

### Condições de Contorno

Para esta metodologia de controle, o modelo do motor foi implementado com embasamento no sistema de referência trifásico e estacionário descrito na Eq. 2 para ser resolvido numericamente pelo método de Runge-Kutta. Como no Controle Trapezoidal há sempre a extinção de corrente em uma das fases, idealmente ela deveria se extinguir instantaneamente, no entanto, como podemos ver no circuito da Figura 5, existe a indutância do motor, sem falar nas capacitâncias e indutâncias parasitas em um circuito real, as quais não permitem a extinção instantânea da corrente. De tal maneira que se uma fase que antes conduzia tiver a sua chave comandada a abrir, a corrente circulará pelo diodo de roda-livre desta chave até que haja a extinção da corrente naquela fase para que a outra comece a conduzir. Este processo pode ser visto na Figura 23.

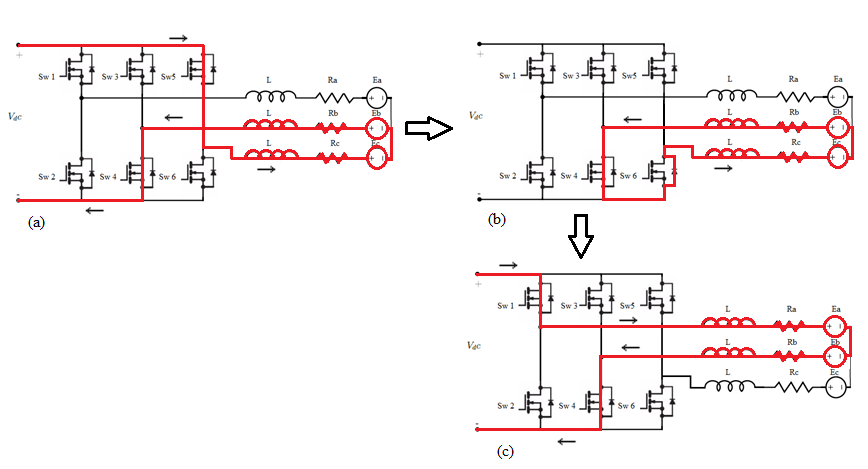


Figura 24. (a) Condução das Fases B e C. (b) Abertura da Fase C e condução pelo diodo de roda-livre até extinção da corrente. (c) Entrada em condução das Fases A e B.

Para simular este comportamento no MatLAB, as chaves foram modeladas como resistores que assumem dois valores diferentes. Quando a chave conduz a resistência tem valor bem baixo e quando está aberta valor bem alto, na simulação foram considerados e respectivamente. Porém, se a chave de cima e de baixo estiverem abertas, o programa verificará se o diodo de roda-livre está polarizado diretamente, se estiver, então o resistor correspondente a esta chave será caracterizado como em condução até a extinção da corrente na fase.

Segundo Baratieri (2011), após aplicar a Lei de Kirchhoff das Tensões nas malhas RLE que representam o motor, as equações podem ser reorganizadas e agrupadas em vetores de estado para resolver o sistema numericamente, como em:

(Eq. 30)

(Eq. 31)

(Eq. 32)

(Eq. 33)

(Eq. 34)

(Eq. 35)

(Eq. 36)

Onde,

é a resistência da chave 1 (Sw 1) da Figura 5;

é a resistência da chave 2 (Sw 2) da Figura 5;

é a resistência da chave 3 (Sw 3) da Figura 5;

é a resistência da chave 4 (Sw 4) da Figura 5;

é a resistência da chave 5 (Sw 5) da Figura 5;

é a resistência da chave 6 (Sw 6) da Figura 5.

Lembrando que essas resistências podem assumir dois valores dependendo da condição de operação.

Ainda, foi considerado inicialmente nas simulações *BEMFs* ideais, porém após a validação do modelo, foram implementadas as *BEMFs* não ideais para se ter uma melhor representação real do comportamento do motor.

Como é um motor síncrono, o motor partiu primeiro com controle escalar V/F até uma tensão de aproximadamente 10V e velocidade de 200 RPM por 4 segundos até a sincronização da corrente e após houve inicialização dos controladores e chaveamento para o controle em questão.

O código implementado no MatLAB pode ser visto no APÊNDICE A.

### Cálculo do Controlador

O projeto do controlador visa ter tempo de resposta a 95% de dois segundos e erro nulo em regime permanente.

Como citado anteriormente, nesta topologia de controle, somente duas fases conduzem em um determinado instante de tempo, então para o cálculo do controlador, considerou-se que o motor em questão é um *DC* com escovas, de tal maneira que a resistência, indutância e *BEMF* deste motor são iguais ao dobro do motor *BLDC*. Um motor *DC* com escovas é caracterizado pelas seguintes equações:

(Eq. 37)

(Eq. 38)

Após efetuar as transformadas de Laplace e reorganizar Eq. 37 e Eq. 38, obtém-se a seguinte planta:

(Eq. 39)

Ao substituir os valores definidos na Tabela 1, lembrando que alguns fatores devem ser multiplicados por dois, tem-se o sistema em malha aberta como:

(Eq. 40)

Para a malha fechada utilizando um controlador PI e cancelando o polo 0.03668, tem-se:

(Eq. 41)

Utilizando então SILVA (2015) para encontrar o valor de , tem-se:

(Eq. 42)

Tal qual é o coeficiente de amortecimento esperado e foi considerado com valor igual à 3.5 para que se tenha uma resposta ao degrau de até dois segundos, obteve-se o valor de e .

### Simulações

Nesta subseção as diversas simulações referentes ao Controle Trapezoidal serão analisadas e comparadas com a resposta encontrada nos testes.

Como pode ser visto nas Figura 25 e Figura 27, a resposta à 95% para diferentes degraus foi menor do que 2 segundos, o que valida o controlador pela simulação com o modelo desenvolvido.

Ao ser dado um degrau de torque de 0.2 N.m, na simulação o sistema demorou 1.68 segundos para atingir o regime permanente, como pode ser visto na Figura 25, porém ao analisar a resposta ao mesmo degrau na prática, percebe-se pela Figura 26 que o tempo de resposta a 95% é de 7 segundos (começando em 17 segundos e terminando em 24 segundos).

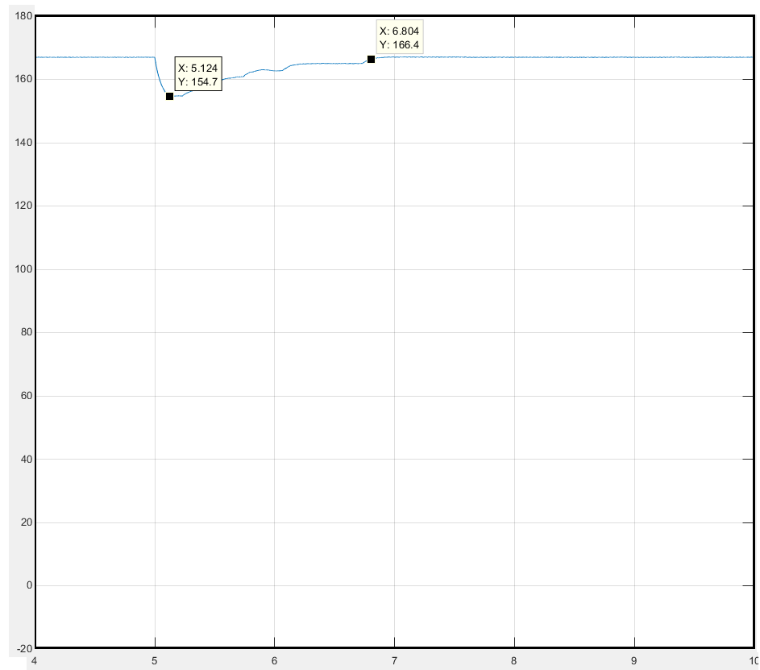


Figura 25. Simulação da resposta ao degrau de torque 0.2 N.m

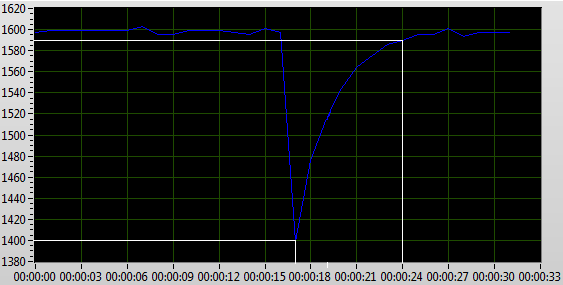


Figura 26. Teste de resposta ao degrau de torque 0.2 N.m

O mesmo ocorre quando se analisa a resposta ao degrau de velocidade aplicado quando o motor estava a 400 RPM e indo até 1600 RPM, em que na simulação pela Figura 27, tem-se tempo de resposta de 1.889 segundos, enquanto que na prática pela Figura 28 tem-se 8 segundos aproximadamente.

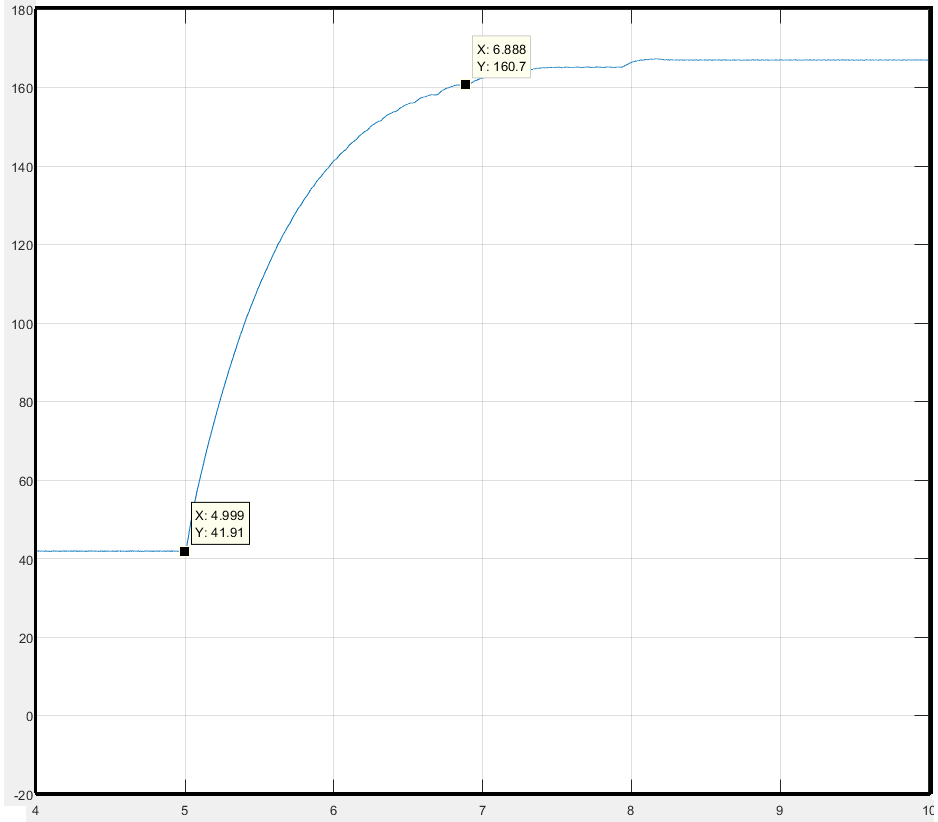


Figura 27. Simulação da resposta ao degrau de velocidade de 400 RPM para 1600 RPM

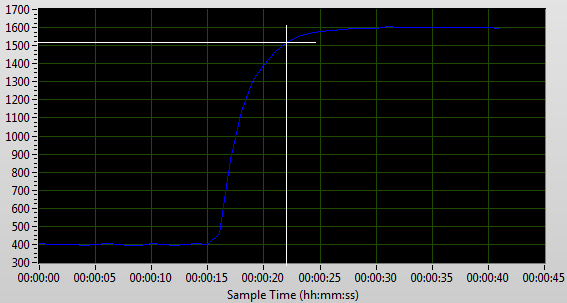


Figura 28. Teste de resposta ao degrau de velocidade de 400 RPM para 1600 RPM

Esta variação é observada, pois apesar de o coeficiente de atrito ter sido calculado para o ponto de referência 1600 RPM com 0.2 N.m no dinamômetro, como pode ser visto no APÊNDICE A, o coeficiente de inercia não foi medido da mesma maneira, mas sim disponibilizado pelo desenvolvedor do motor, sem considerar a dinâmica do dinamômetro, causando, assim, uma variação do coeficiente utilizado no modelo implementado para o que se tem na prática.

Na Figura 29, as *BEMFs* de fase não ideais são representadas, possuindo defasamento menor do que 120º e possuindo um platô em zero por intervalos de tempo.

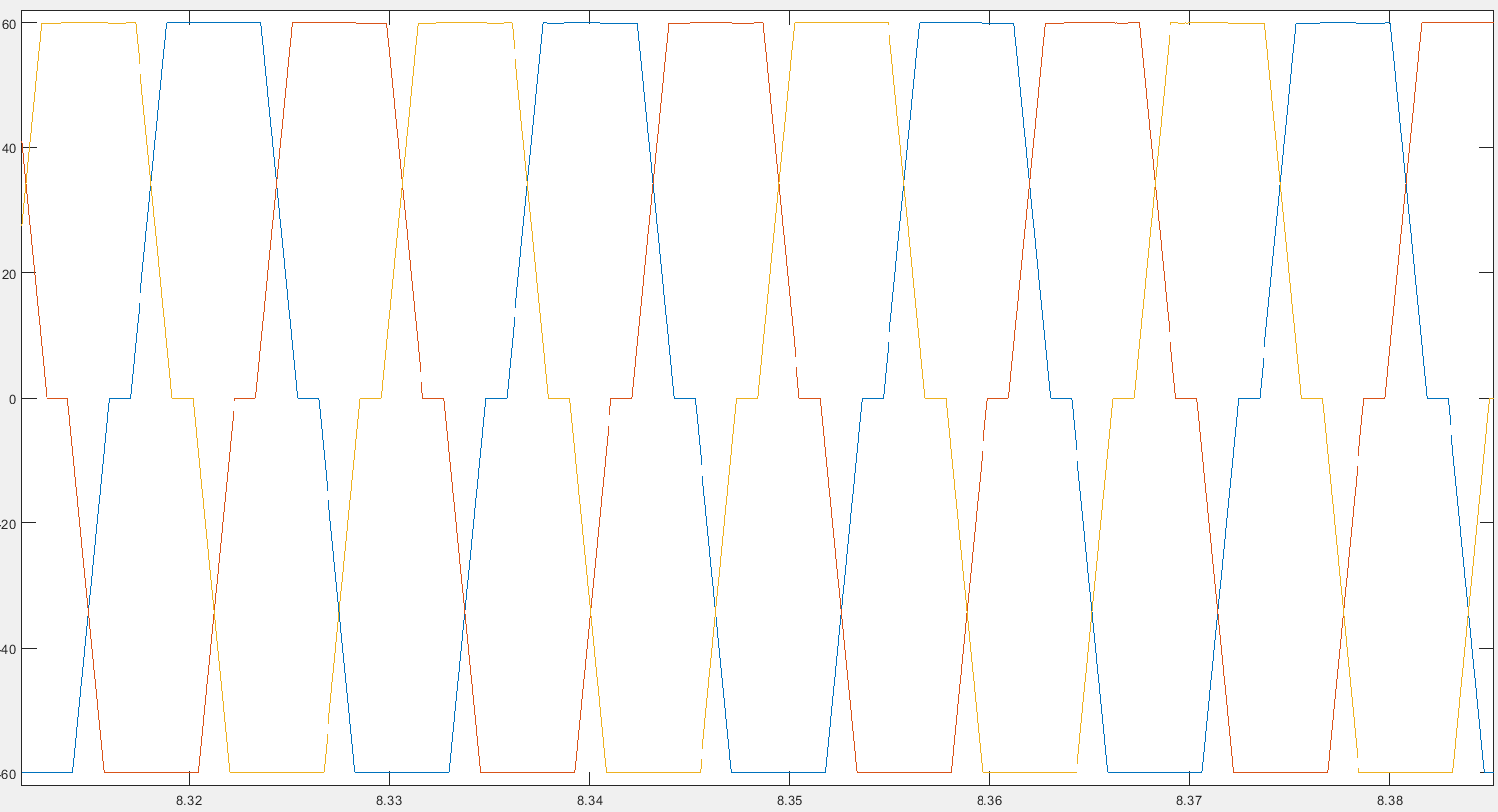


Figura 29. *BEMFs* não ideais em regime permanente

Já na Figura 30, Figura 31 e Figura 32 pode-se concluir que o modelo implementado está correto e condizente quando se diz respeito as formas de onda das correntes, visto que elas possuem mesmo formato e aproximadamente valor máximo de 500mA, visto que a escala do osciloscópio é 500mA/div.

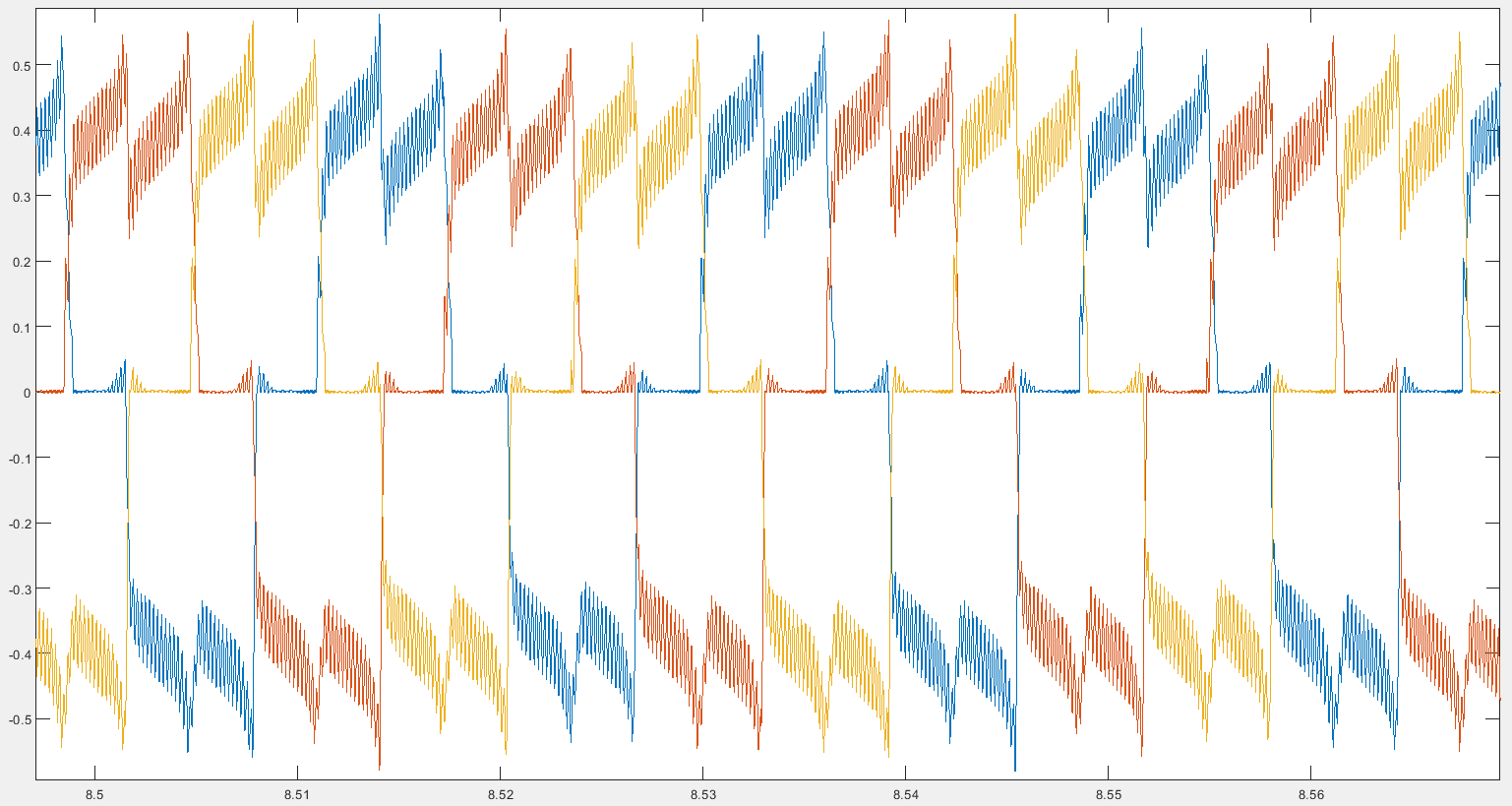


Figura 30. Correntes de Fase em regime permanente

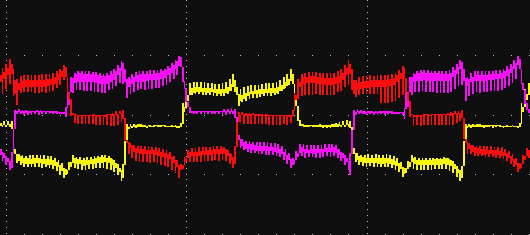


Figura 31. Correntes de Fase em regime permanente retiradas do Osciloscópio

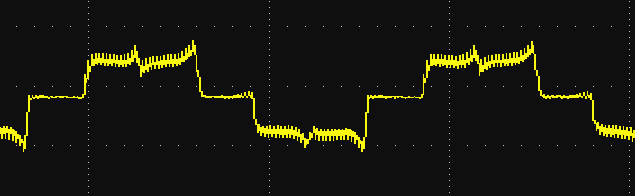


Figura 32. Corrente de Fase retirada do Osciloscópio

Nas Figura 33 e Figura 34 é possível ver o padrão de chaveamento utilizado, denominado *Standard*, e mostra-lo junto as *BEMFs* concluindo que eles estavam em fase e cada chave era acionada no momento certo.

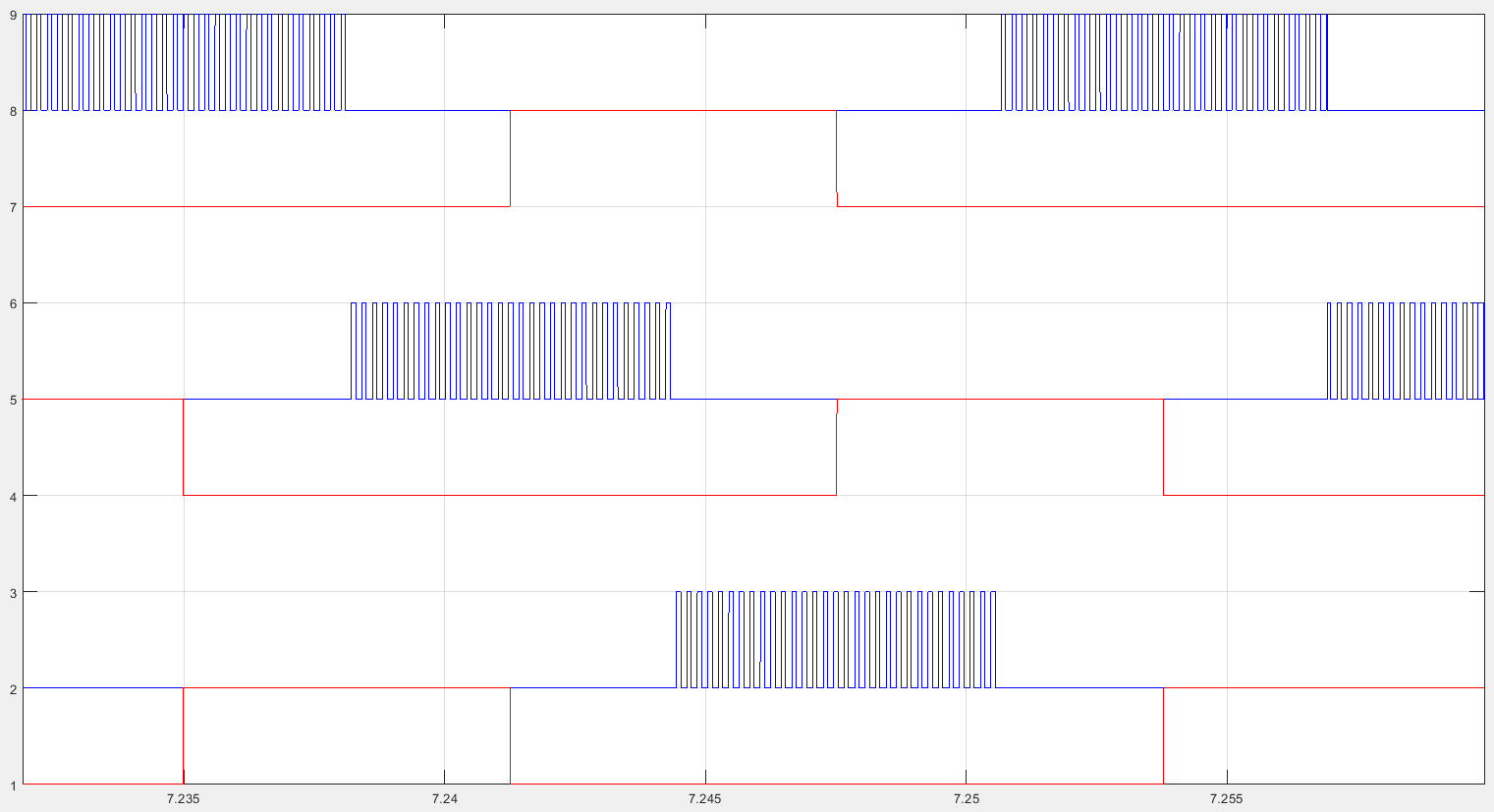


Figura 33. Sequência de Acionamento das chaves para um ciclo

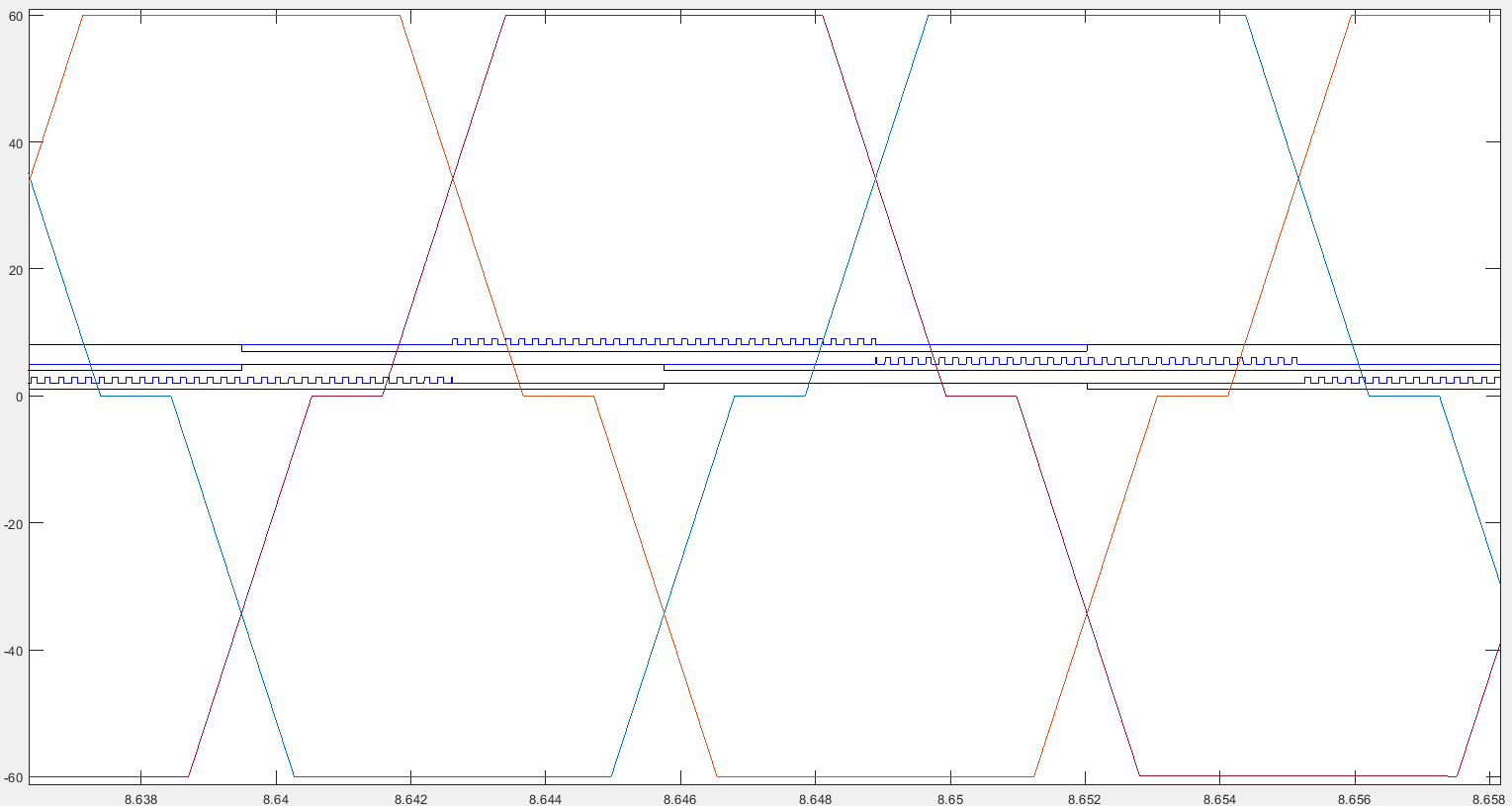


Figura 34. Acionamento em fase com as *BEMFs*

## Controle Vetorial

### Condições de Contorno

Como dito anteriormente, diferentemente do Controle Trapezoidal, o Controle Vetorial, via de regra, possui sempre as três fases conduzindo, evitando as extinções abruptas de corrente. Em decorrência disto, não há condução pelo diodo de roda-livre, visto que as chaves operam sempre em modo complementar, ou seja, se a superior está aberta, a inferior conduz. Então, para facilitar a implementação deste tipo de controle, o inversor de frequência foi abstraído e as tensões de referência geradas pelos controladores foram aplicadas diretamente no modelo após serem realizadas as transformadas necessárias.

Para esta estratégia de controle, como há três controladores PIs, faz-se necessário que eles operem com diferentes períodos. Neste caso, foi considerado para a simulação que o modelo do motor operasse com período de 1μs, os controladores das correntes de eixo em quadratura e direto em 200μs e o controlador de velocidade em 2ms.

Inicialmente para validar o modelo, foram consideradas *BEMFs* senoidais, as quais foram depois substituídas pelas trapezoidais não ideais. Nesta simulação foram consideradas a modulação senoidal e *SVM*.

Como é um motor síncrono, o motor partiu primeiro com controle escalar V/F até uma tensão de aproximadamente 10V e velocidade de 200 RPM por 4 segundos até a sincronização da corrente e após houve inicialização dos controladores e chaveamento para o controle em questão.

O código implementado no MatLAB pode ser visto no APÊNDICE B.

### Cálculo dos Controladores

Os controladores de corrente são calculados desconsiderando as variáveis de desacoplamento, Eq. 20 e Eq. 21, de tal maneira que ao se analisar a Eq. 22, tem-se as seguintes plantas em malha aberta:

(Eq. 43)

(Eq. 44)

Como , então

(Eq. 45)

E com malha fechada:

(Eq. 46)

Utilizando novamente a estratégia de cancelamento de polo, com o cancelamento do polo 0.0145, calculou-se para o sistema de primeira ordem em malha fechada segundo SILVA (2015):

(Eq. 47)

Em que, é o tempo que a resposta demora para alcançar 95% do valor final e foi considerado como sendo 0.004, resultando em  e .

Para o controlador de velocidade, como sempre há três fases conduzindo não é possível fazer a simplificação para um motor *DC* com escovas, por tal motivo outras simplificações foram consideradas como o Coeficiente de Atrito foi considerado como uma perturbação, sendo desprezado no cálculo do controlador. Também, como o controlador de corrente possui uma dinâmica muito mais rápida que a do de velocidade, ele não foi considerado neste cálculo. Em malha aberta o sistema possui a seguinte planta:

(Eq. 48)

Como o número de polos, P, é quatro, o sistema pode ser rearranjado como:

(Eq. 49)

Já o sistema em malha fechada é:

(Eq. 50)

Diferente dos outros controladores, este não será feito utilizando o método de cancelamento de polos e por isso deve-se utilizar um pré-filtro passa baixa junto à referência para eliminar o zero inserido no sistema. Este filtro, o qual tem formato igual ao descrito na Eq. 50, será calculado posteriormente.

(Eq. 51)

Com o filtro colocado em série com a referência, o sistema em malha fechada é representado por:

(Eq. 52)

Ao se comparar com a forma canônica de um sistema de segunda ordem, obtém-se:

(Eq. 53)

(Eq. 54)

Este controlador não foi calculado com base no tempo de resposta à 95%, mas sim de acordo com a frequência natural desejada. Sabia-se que era necessário que tal frequência fosse bem menor que a dos controladores de corrente, então para escolhe-la descobriu-se qual era a frequência natural das malhas de corrente com o auxílio do MatLAB, como pode ser visto na Figura 35 em que sistema é estável e tem frequência natural igual à 150 rad/s. Então, escolheu-se para a malha de velocidade rad/s e para que se tivesse uma resposta mais lenta. Este coeficiente foi encontrado empiricamente para que se tivesse uma resposta próxima à malha de velocidade para o Controle Trapezoidal. Como resultado obteve-se e e, portanto, . O diagrama de Bode desta malha de controle pode ser visto na Figura 36, observando que a frequência natural de oscilação ficou como especificado em 10 rad/s.

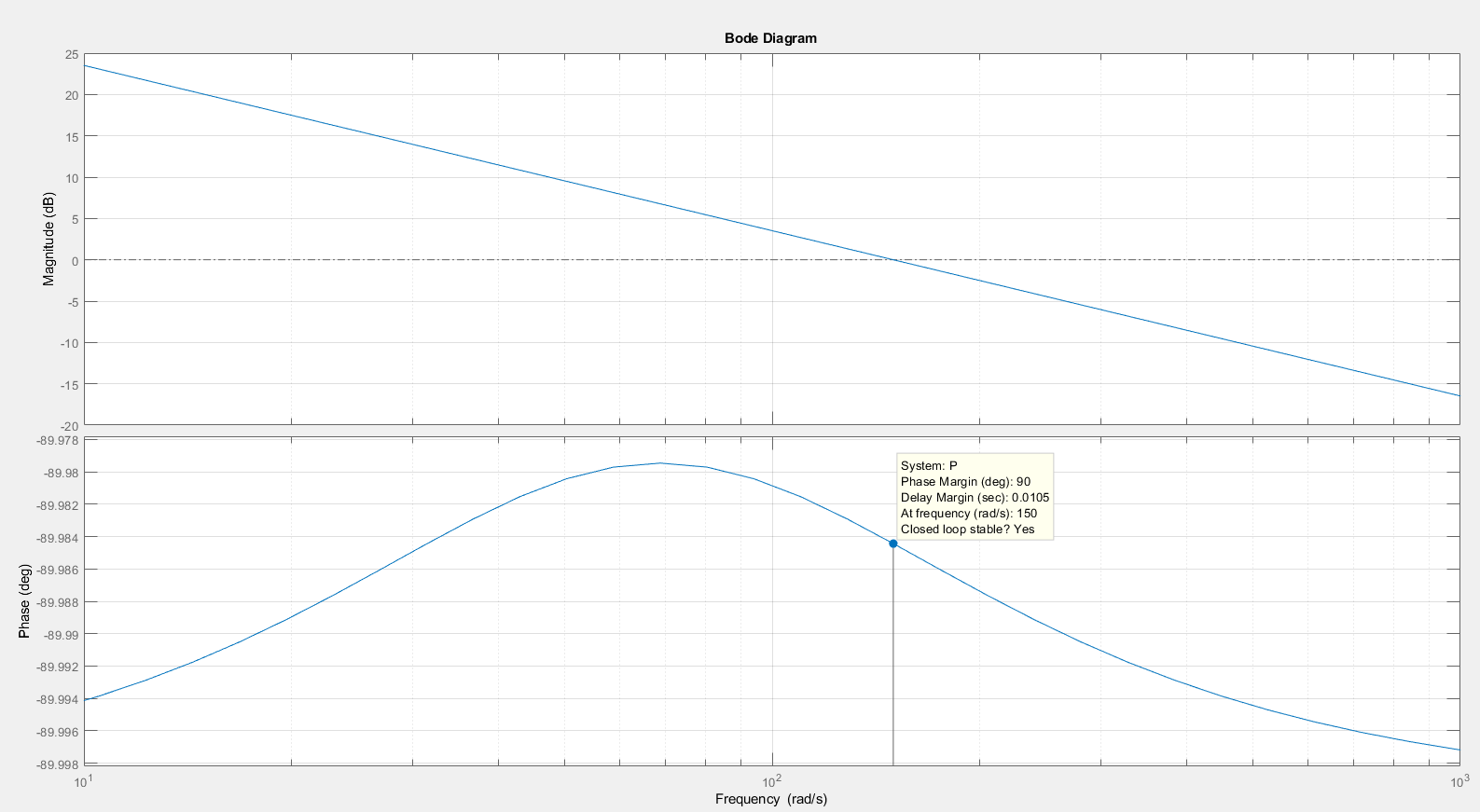


Figura 35. Diagrama de Bode para malha de corrente do Controle Vetorial

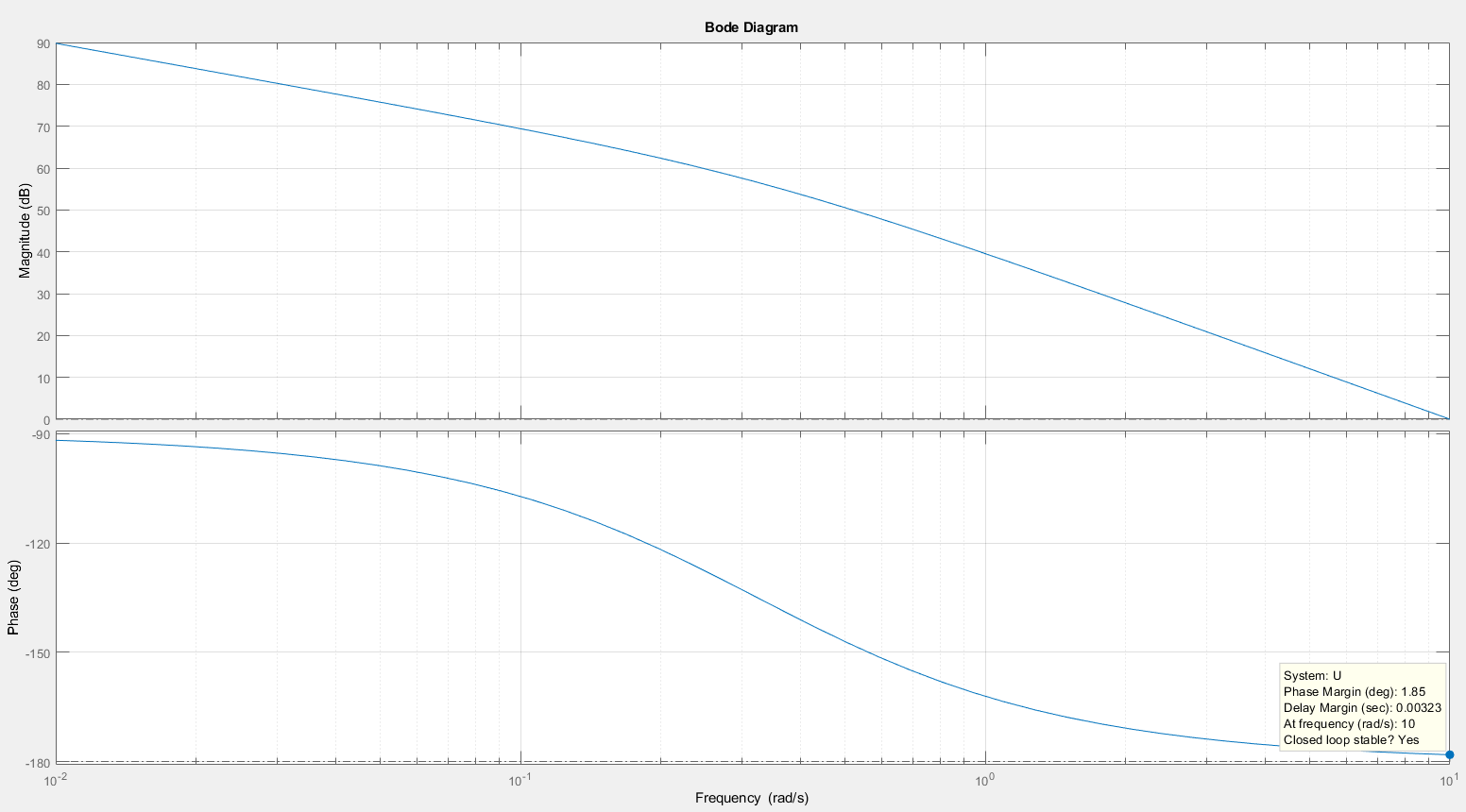


Figura 36. Diagrama de Bode para malha de velocidade do Controle Vetorial

### Simulações

Para validar o modelo desenvolvido no MatLAB para simulação, primeiro optou-se por simular um motor *BLAC* com os mesmos coeficientes citados na Tabela 1. Para validação, considerou-se que as correntes, tensões e *BEMFs* de fase deveriam todas estar alinhadas, em regime permanente e deveriam ser constantes com e torque eletromagnético também deveria ser constante. Os resultados das simulações referentes a essas afirmações foram condizentes e podem ser vistos da Figura 37 à Figura 41.

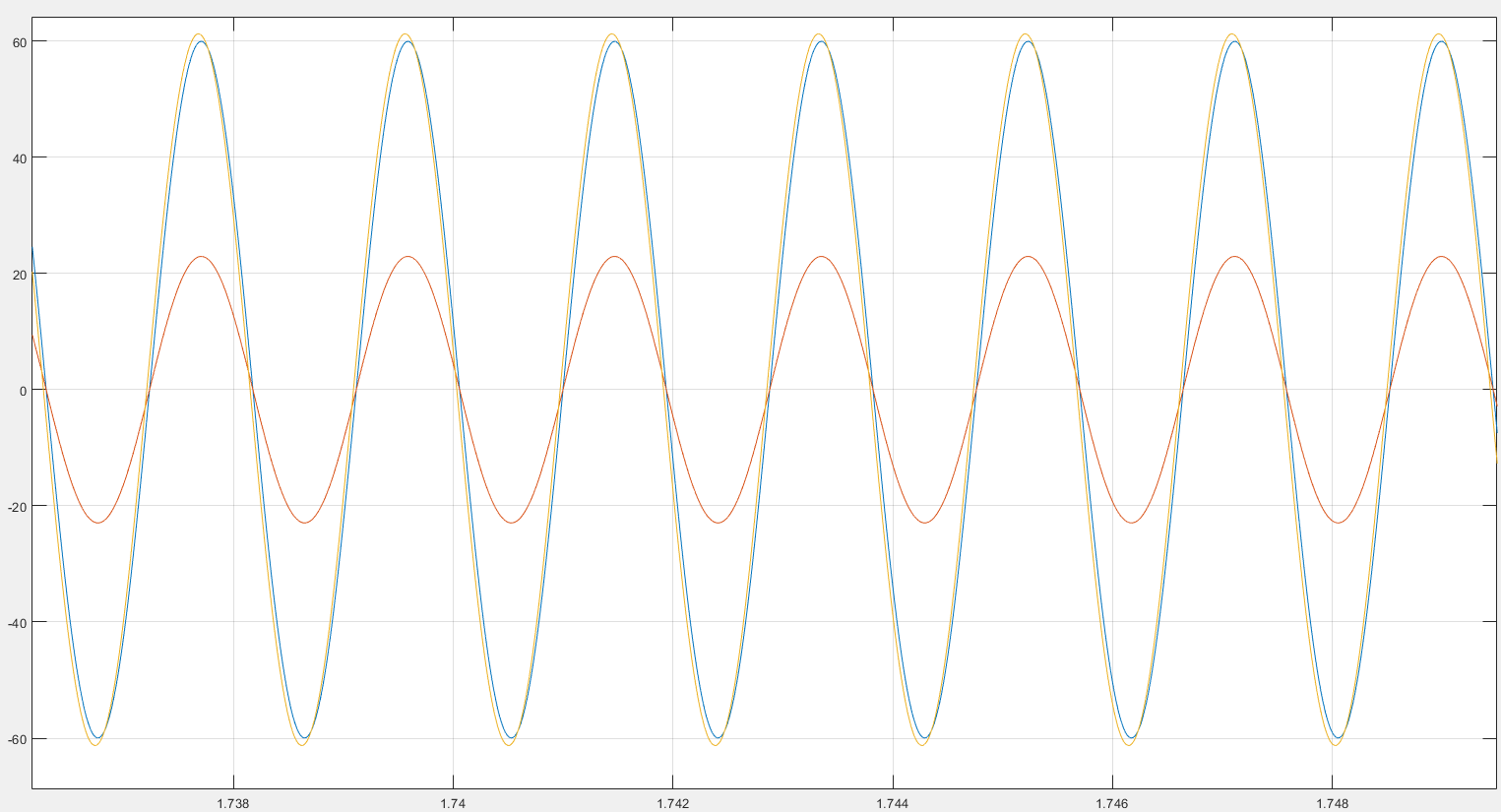


Figura 37. Corrente, Tensão e *BEMF* de fase em fase entre si para Controle Vetorial de um motor *BLAC*

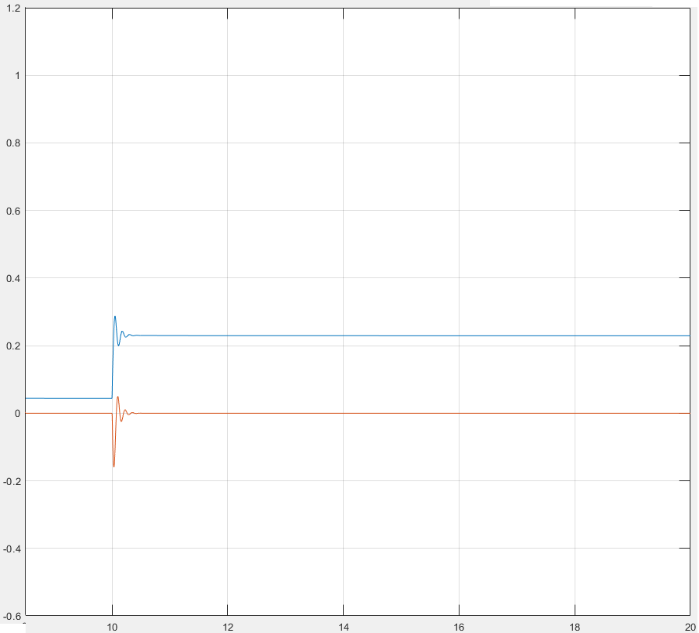


Figura 38. e em regime permante após perturbação

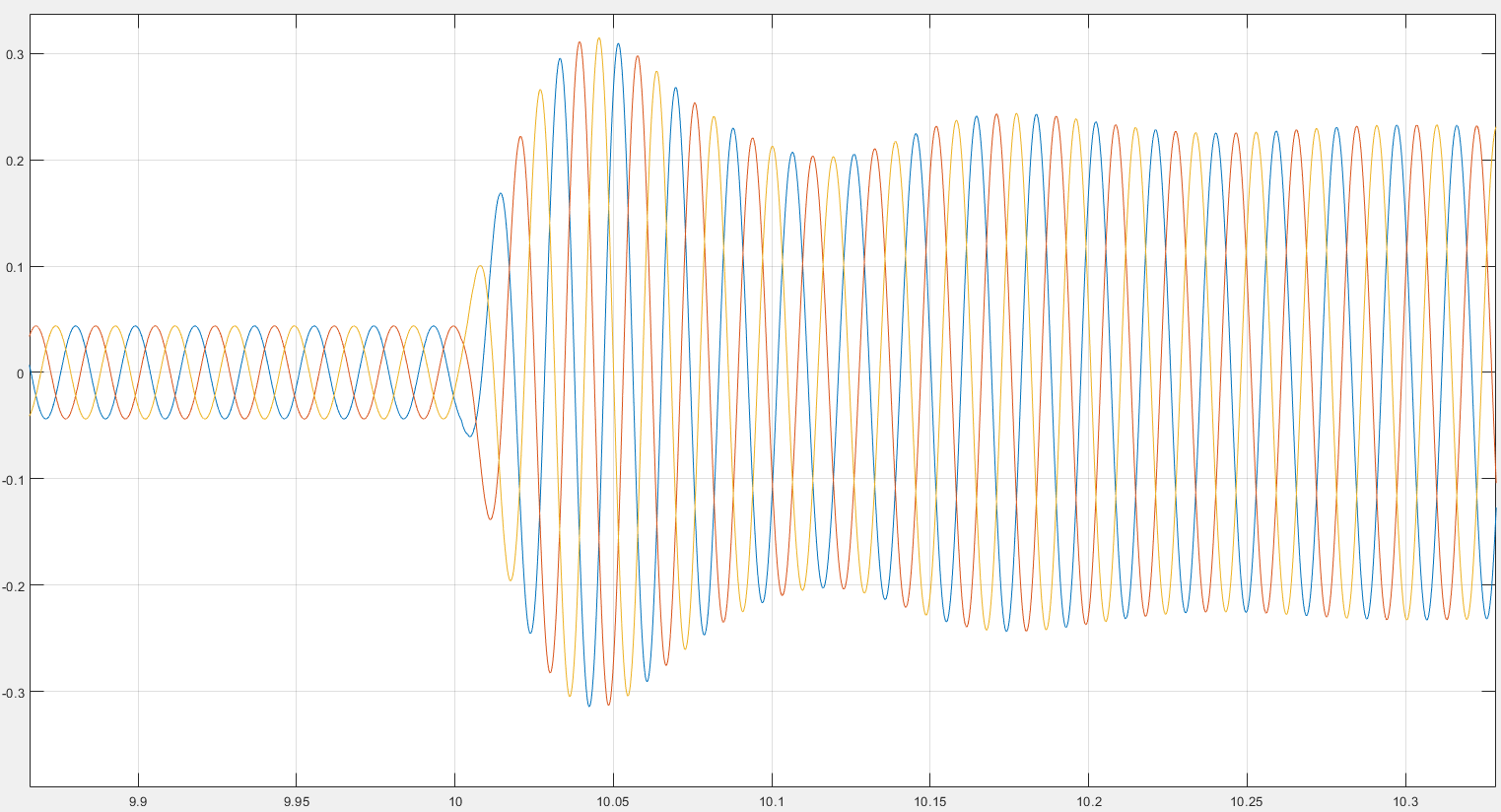


Figura 39. , e em regime permante e após perturbação

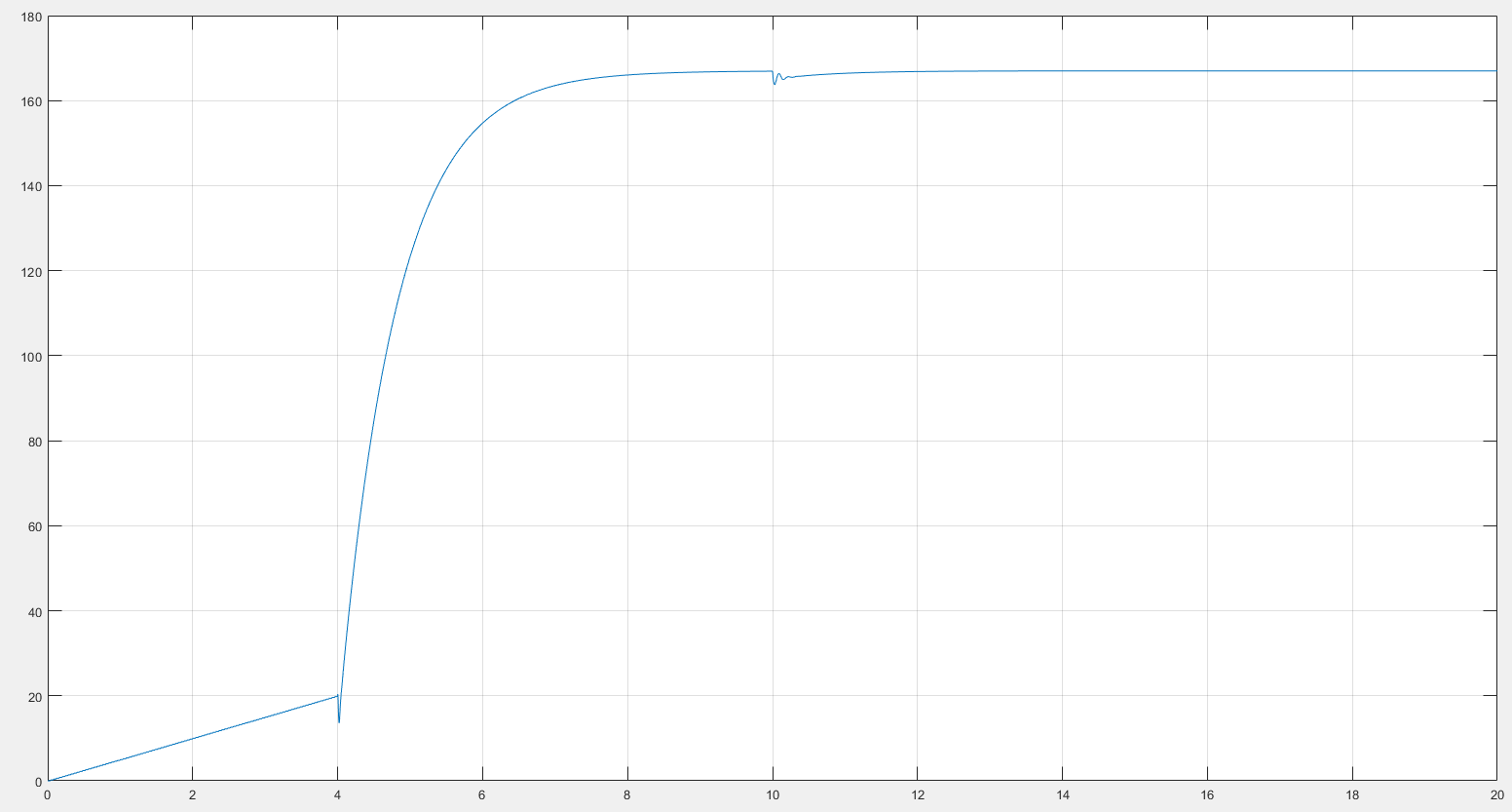


Figura 40. Resposta da velocidade ao degrau de carga de 0.2 N.m

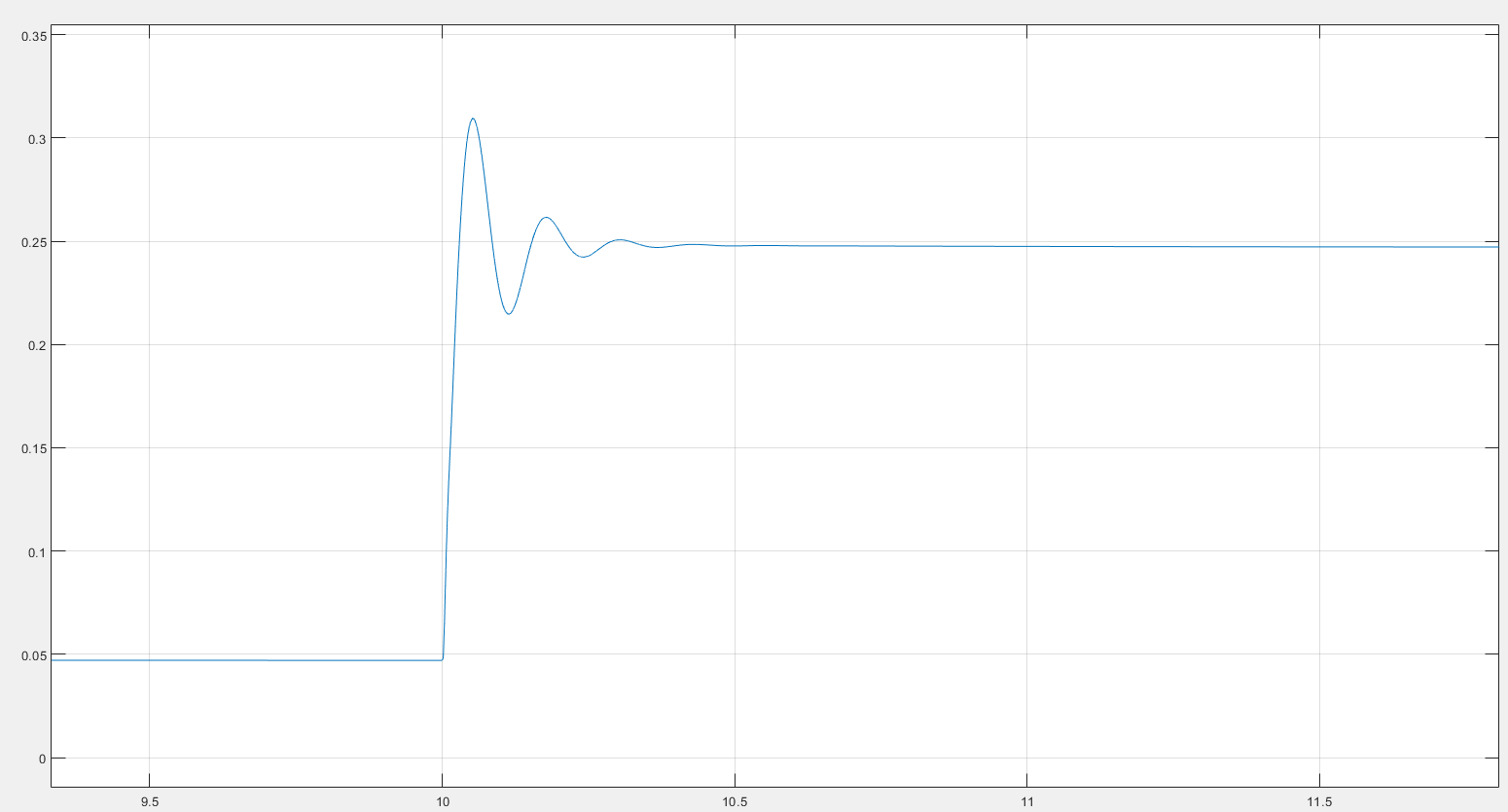


Figura 41. Resposta do torque eletromagnético ao degrau de carga de 0.2 N.m

Após feita a validação para um motor *BLAC*, verificou-se se os controladores funcionavam para um motor *BLDC* com as duas modulações citadas anteriormente. Primeiramente tem-se a modulação senoidal e pode-se perceber pela Figura 42 e Figura 43 que apesar de corrente, tensão e *BEMF* estarem em fase, há uma distorção na corrente de fase, a qual ocorre porque não *BEMF* e tensão não possuem mesmo formato. Isso ainda causa oscilações em , e por consequência na velocidade e torque eletromagnético, como visto da Figura 42 à Figura 47.

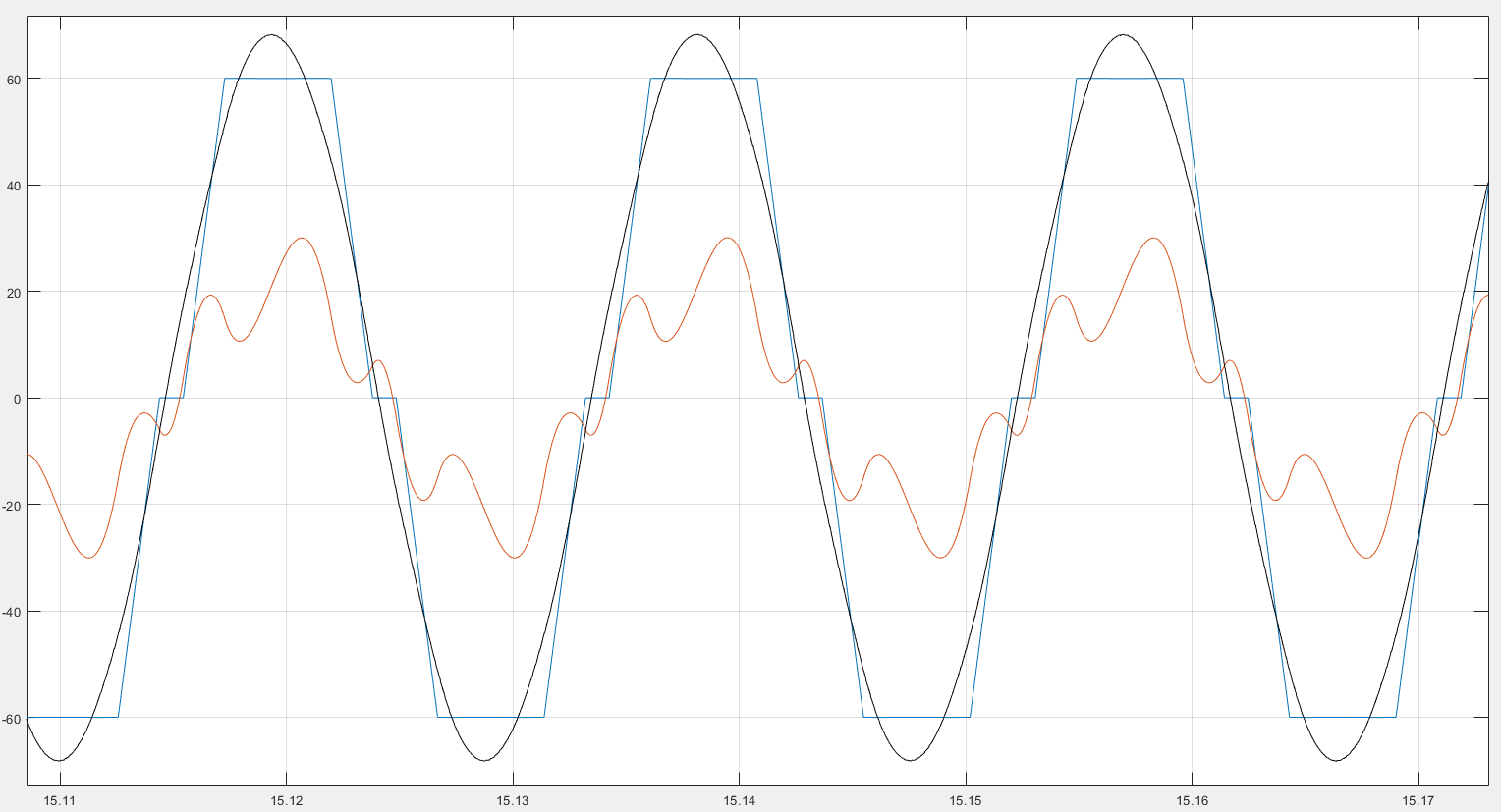


Figura 42. Corrente, Tensão e *BEMF* de fase em fase entre si para Controle Vetorial de um motor *BLDC* com modulação senoidal

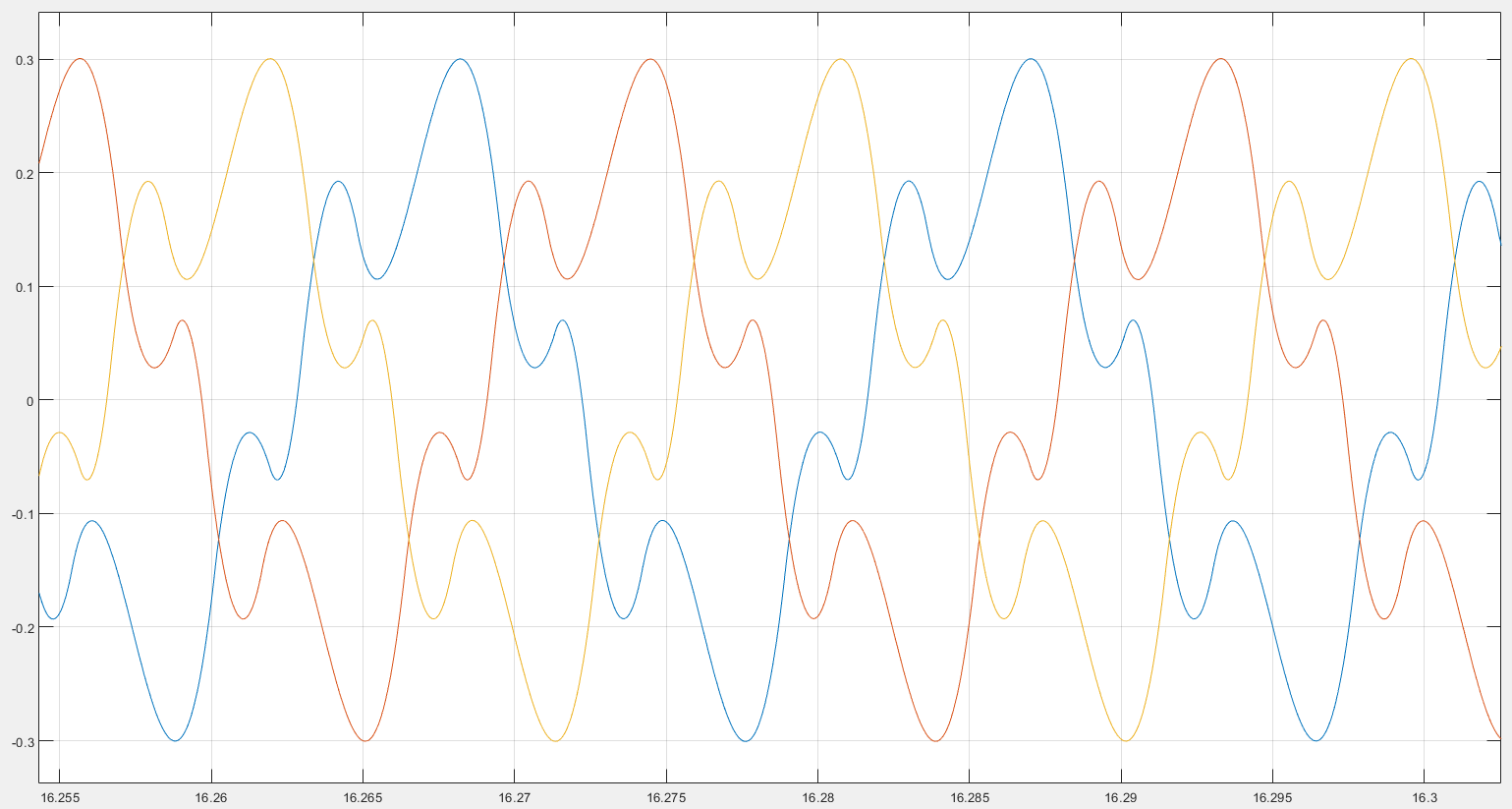


Figura 43. Correntes de Fase A, B e C para Controle Vetorial e modulação senoidal

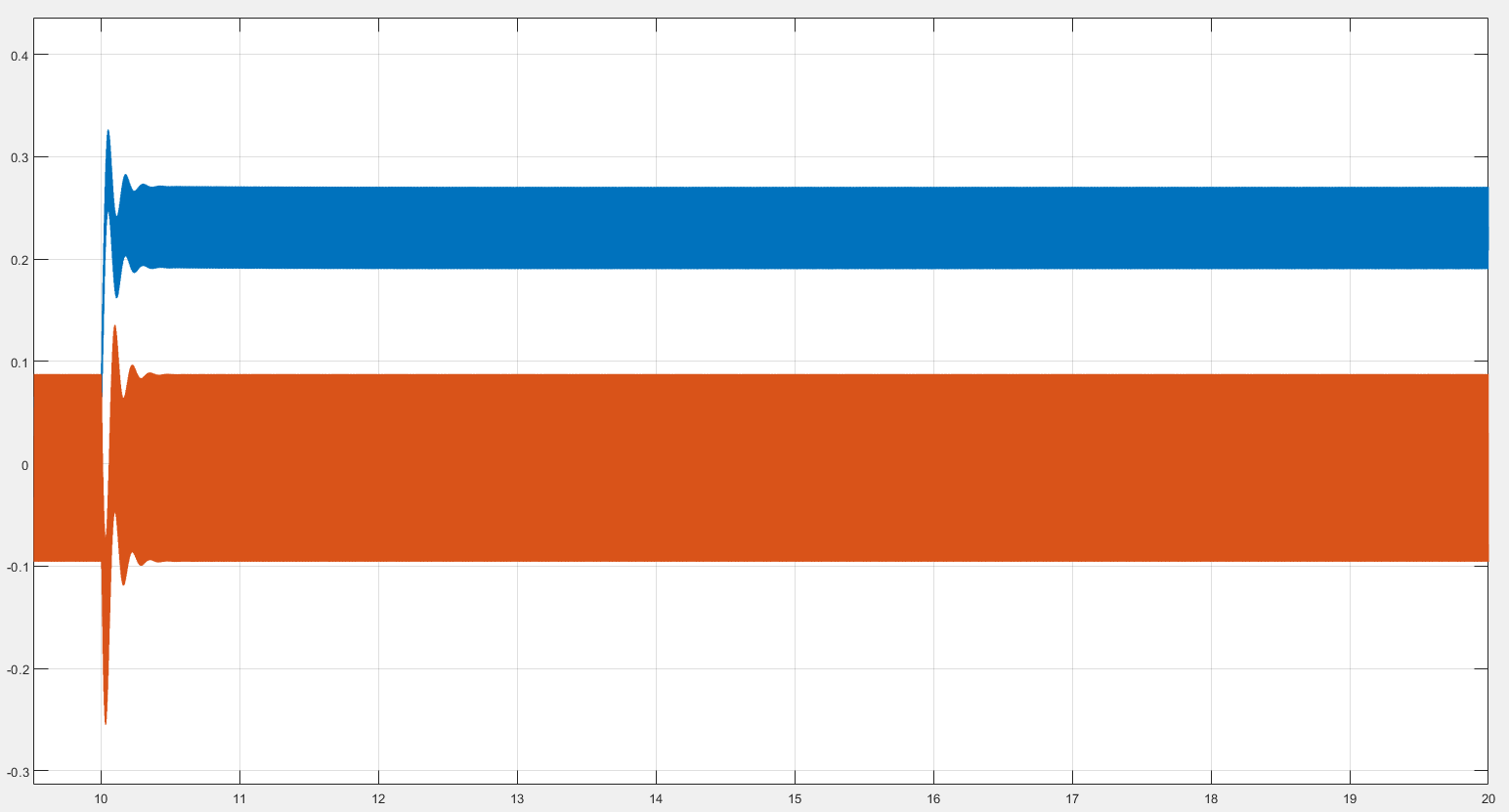


Figura 44. Correntes e em regime permante após perturbação para modulação senoidal

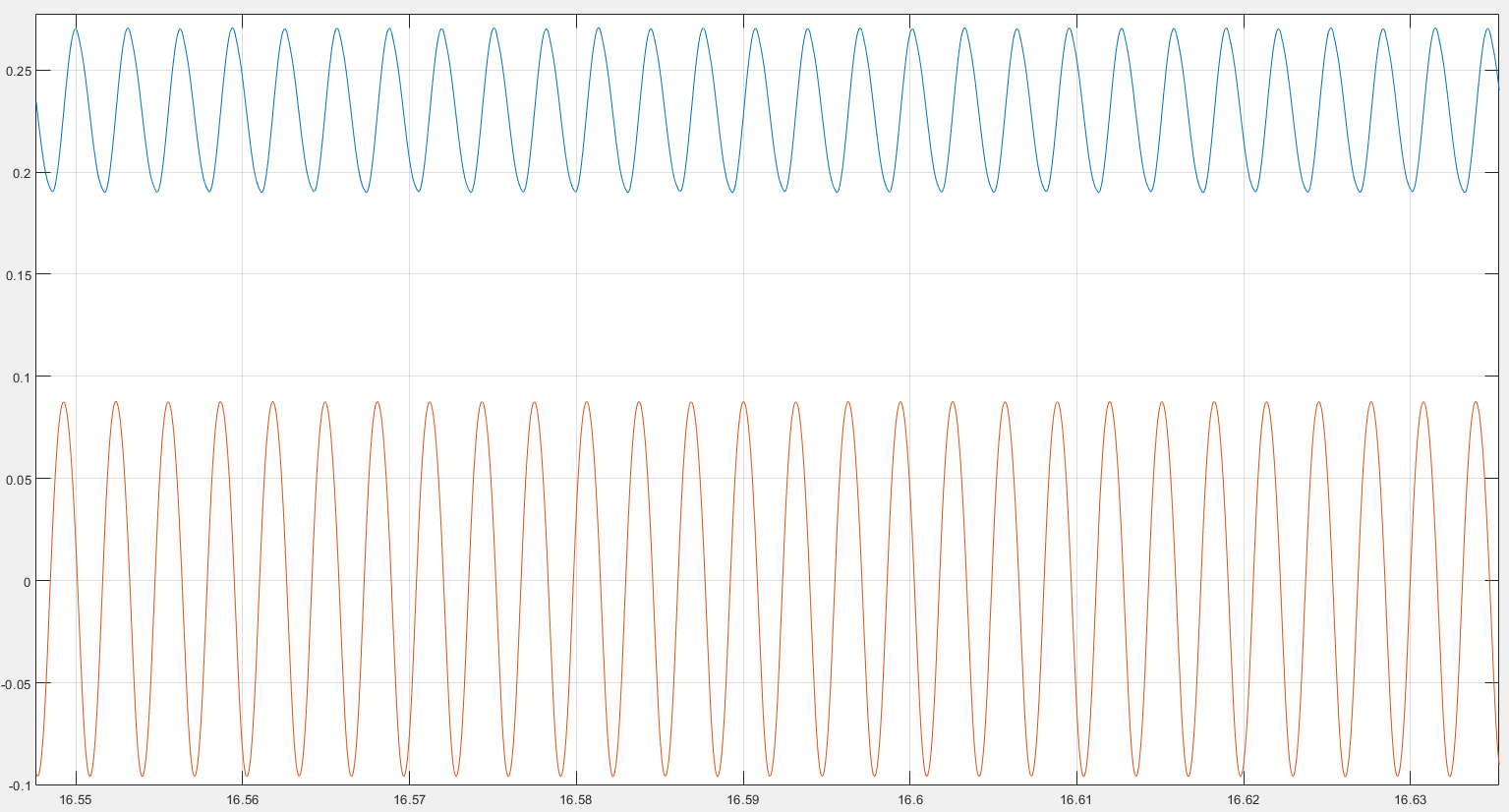


Figura 45. Zoom das correntes e em regime permante após perturbação para modulação senoidal

Da Figura 46 conclui-se que o tempo de resposta à 95% é 1.6 segundos indo de 1564 RPM (163.8 rad/s) até 1593 RPM (166.8 rad/s). Da Figura 47 fica nítido que a variação do torque eletromagnético pode chegar próximo de 0.1 N.m, ou seja, metade do valor que foi aplicado nos degraus.

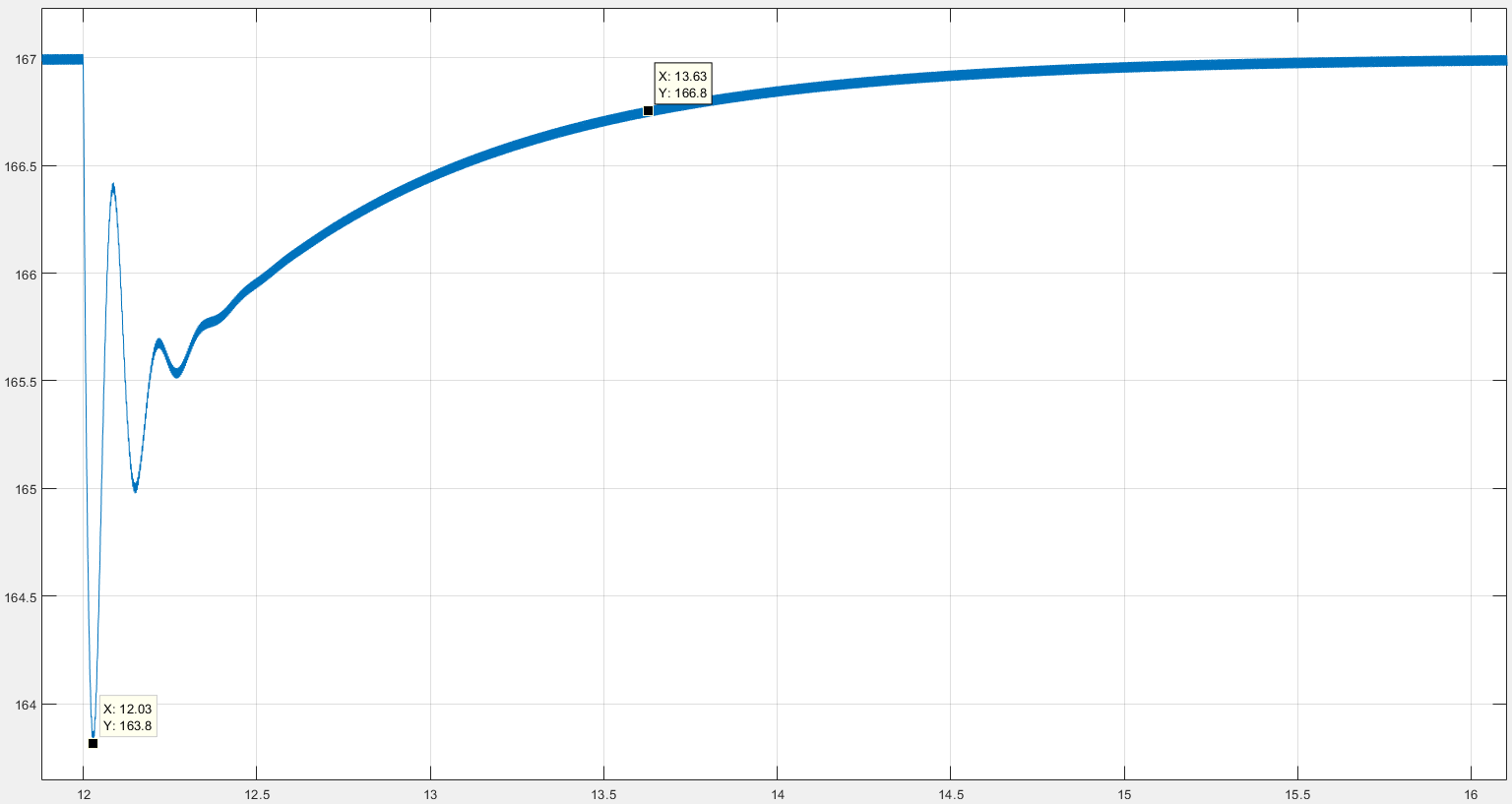


Figura 46. Resposta da velocidade ao degrau de carga de 0.2 N.m com modulação senoidal

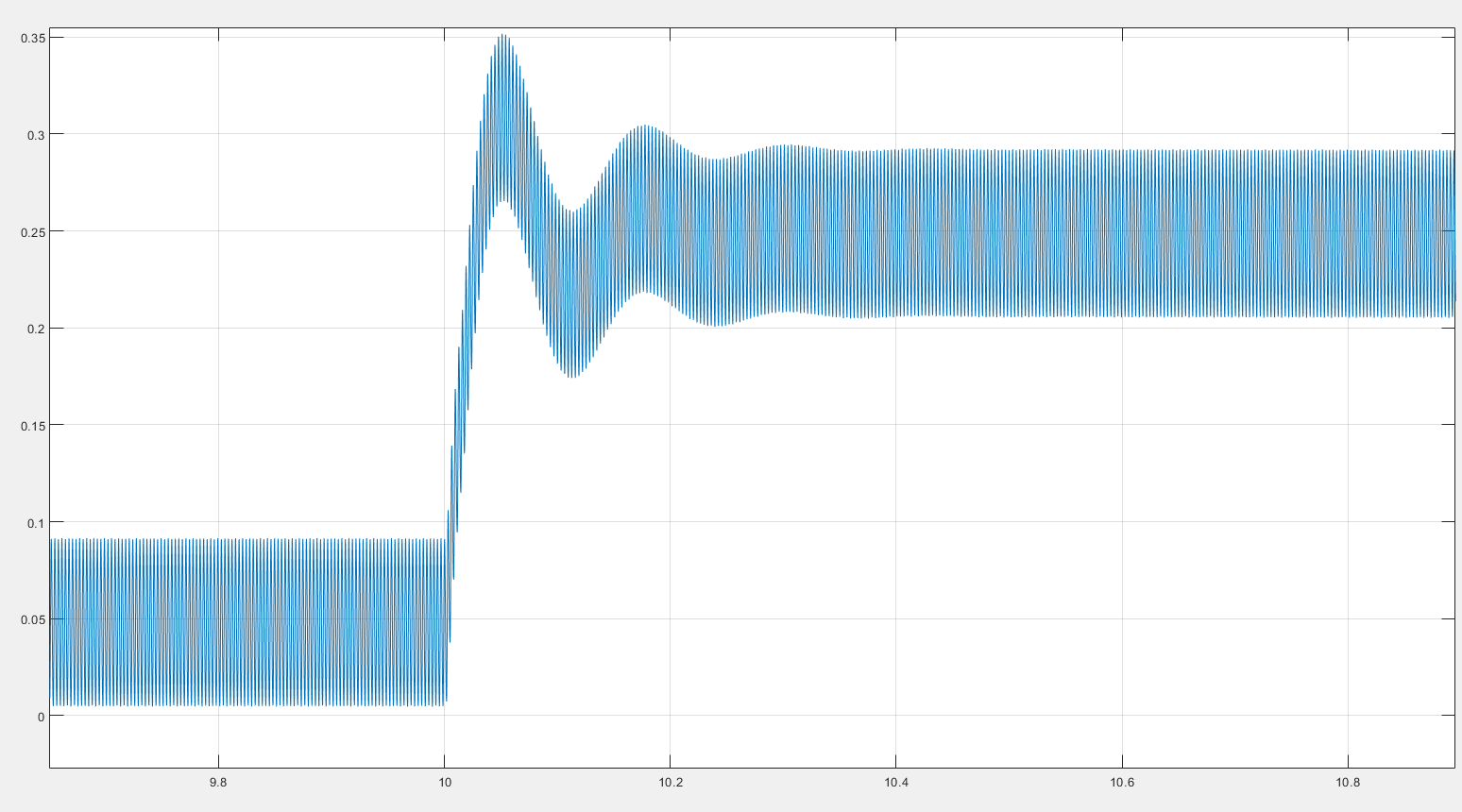


Figura 47. Resposta do torque eletromagnético ao degrau de carga de 0.2 N.m com modulação senoidal

A Figura 48 contém a resposta ao degrau de velocidade de 400 RPM até 1600 RPM, possuindo tempo de resposta à 95% de 2.37 segundos, indo de 400 RPM (41.88 rad/s) até 1535 RPM (160.7 rad/s).

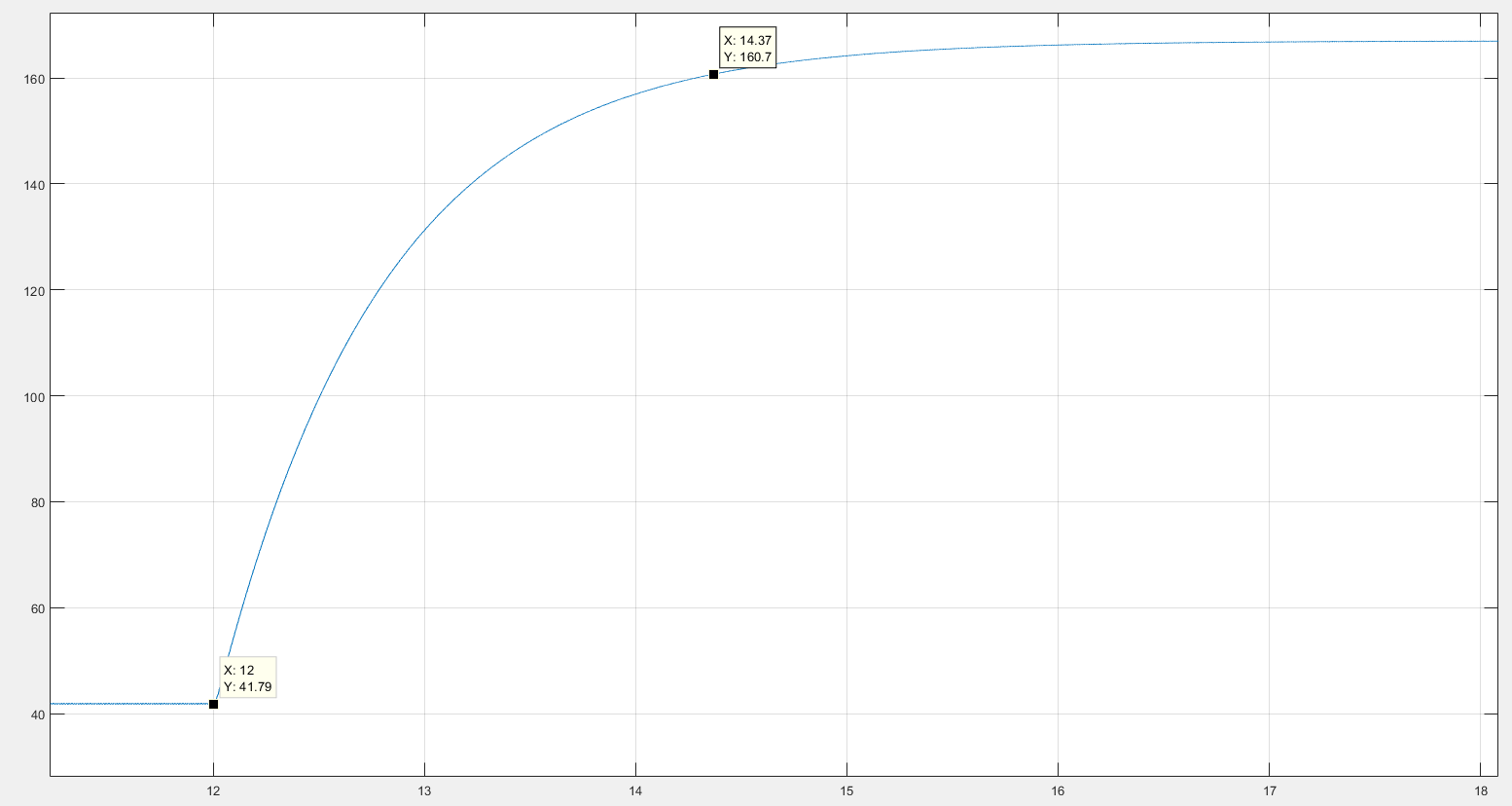


Figura 48. Resposta da velocidade ao degrau de velocidade de 400 RPM para 1600 RPM com modulação senoidal

Para o *SVM* foram encontrados os mesmos resultados encontrados para a modulação senoidal, porém houve uma maior deformação das correntes de fase, como pode ser visto na Figura 49 e Figura 50, o que acontece também por causa do formato da tensão de fase comparada à *BEMF*.

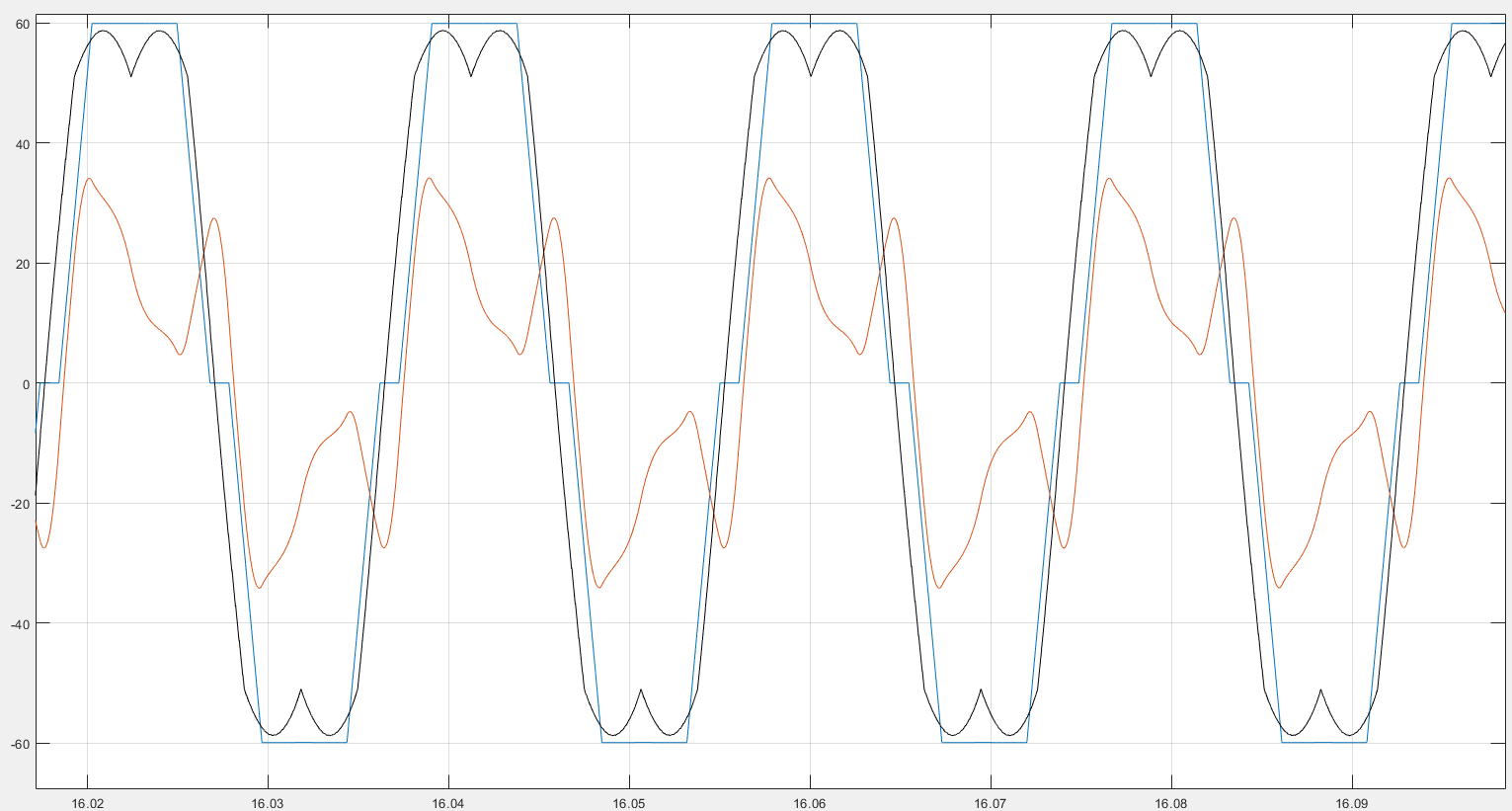


Figura 49. Corrente, Tensão e *BEMF* de fase em fase entre si para Controle Vetorial de um motor *BLDC* com *SVM*

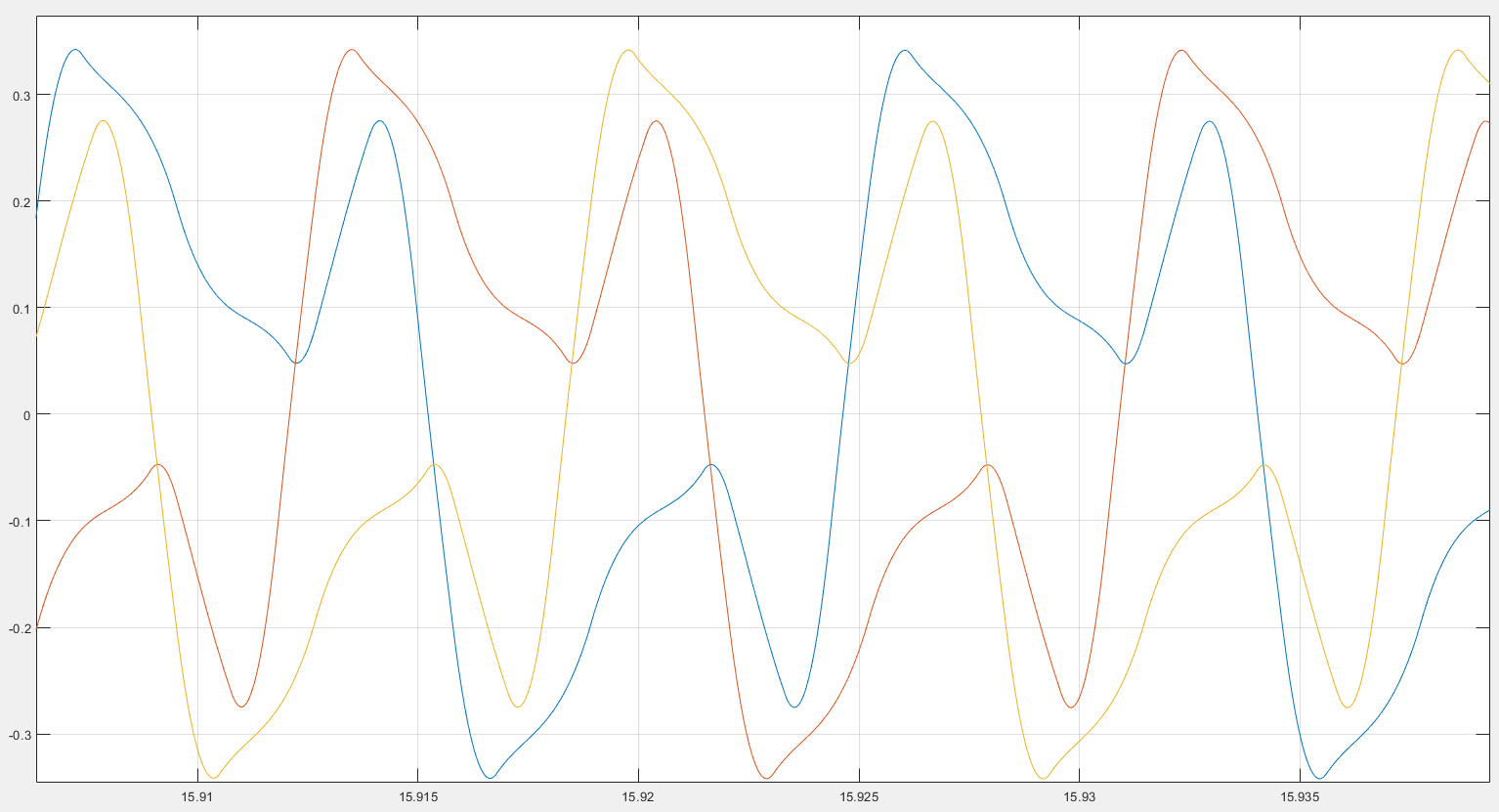


Figura 50. Correntes de Fase A, B e C para Controle Vetorial e *SVM*

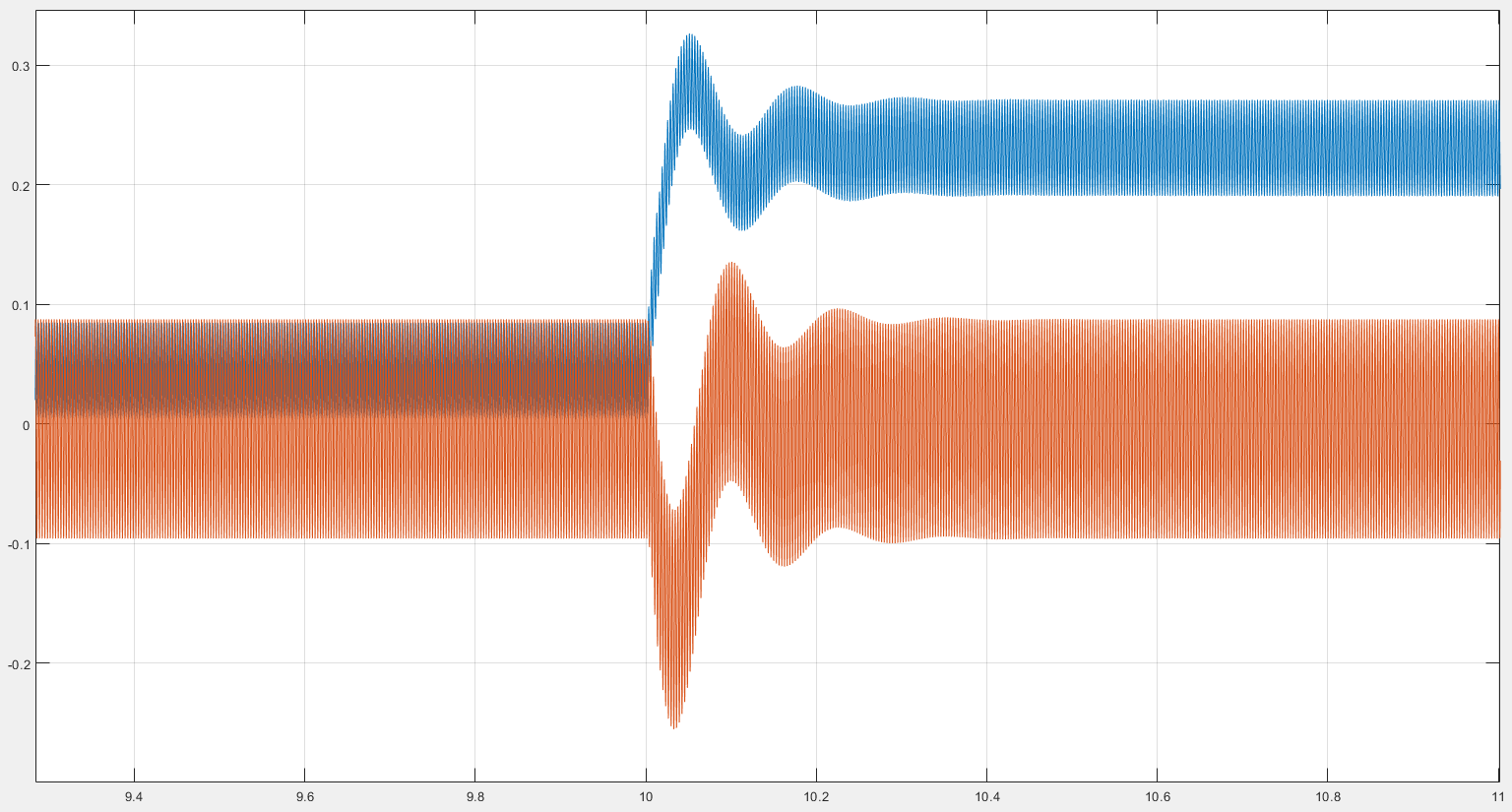


Figura 51. Correntes e em regime permante após perturbação para *SVM*

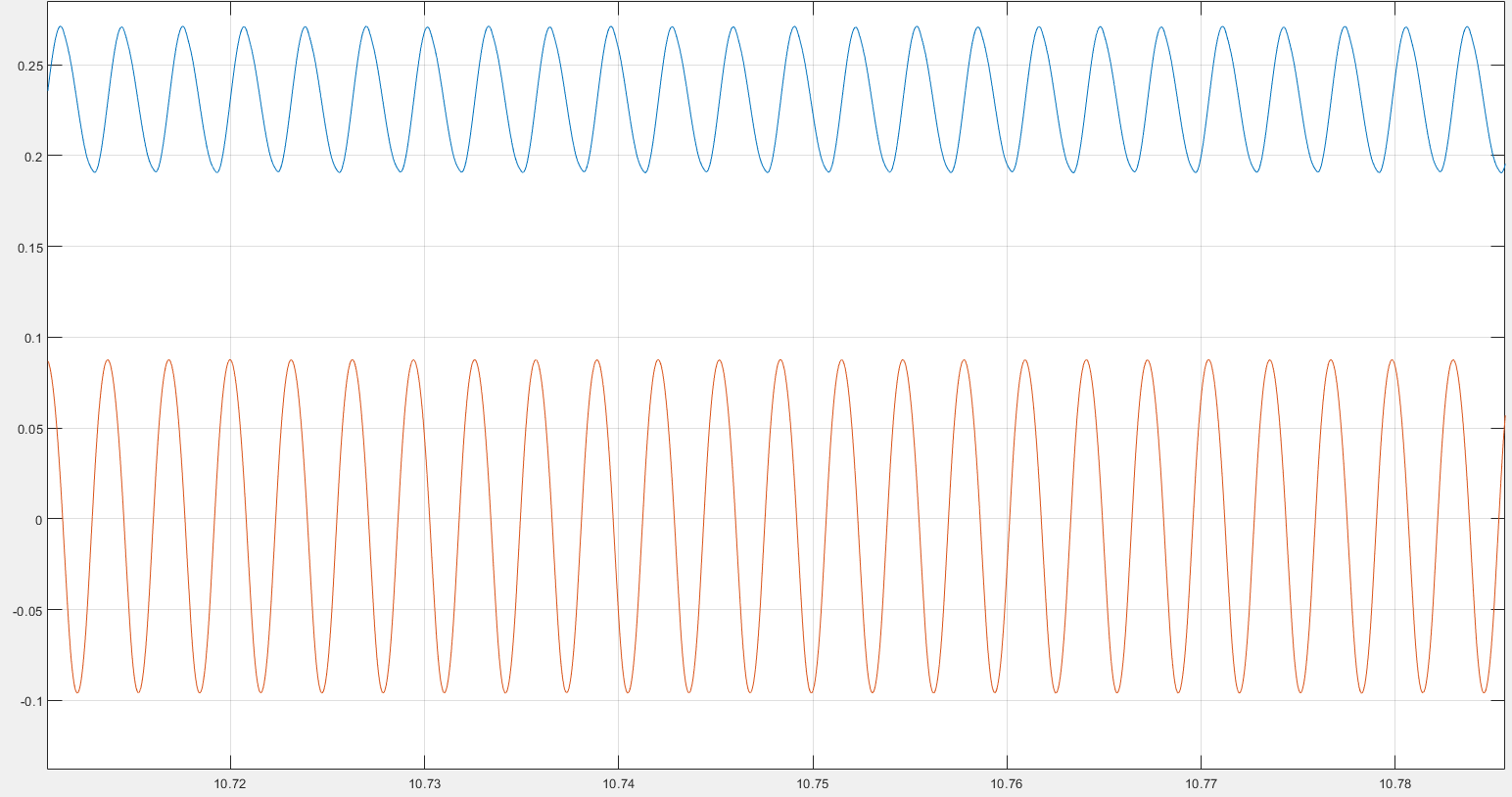


Figura 52. Zoom correntes e em regime permante após perturbação para *SVM*

Da Figura 53 conclui-se que o tempo de resposta à 95% é 1.63 segundos indo de 1564 RPM (163.8 rad/s) até 1593 RPM (166.8 rad/s). Na Figura 54 tem-se a mesma variação do torque eletromagnético em decorrência da variação senoidal em

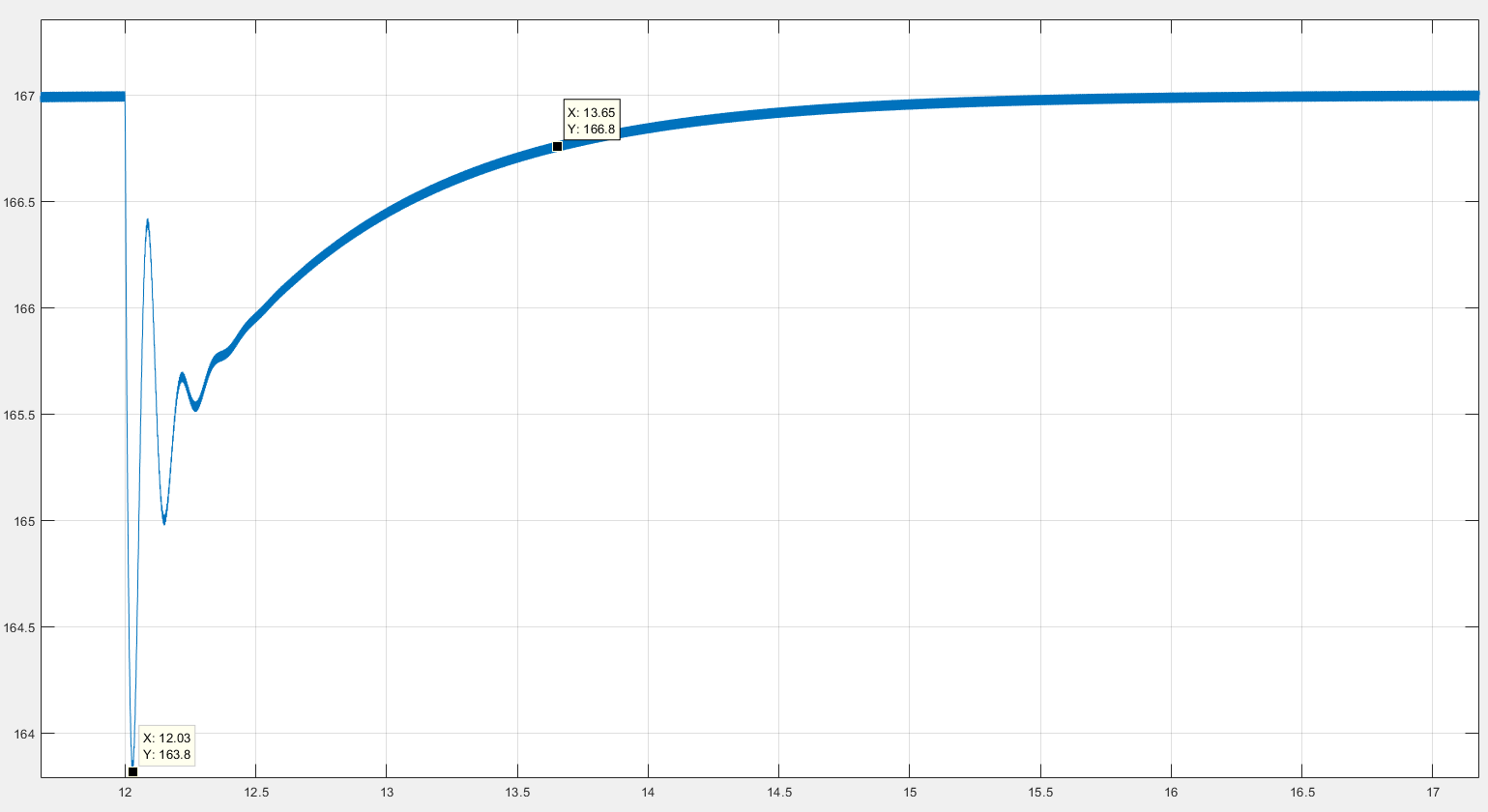


Figura 53. Resposta da velocidade ao degrau de carga de 0.2 N.m com *SVM*

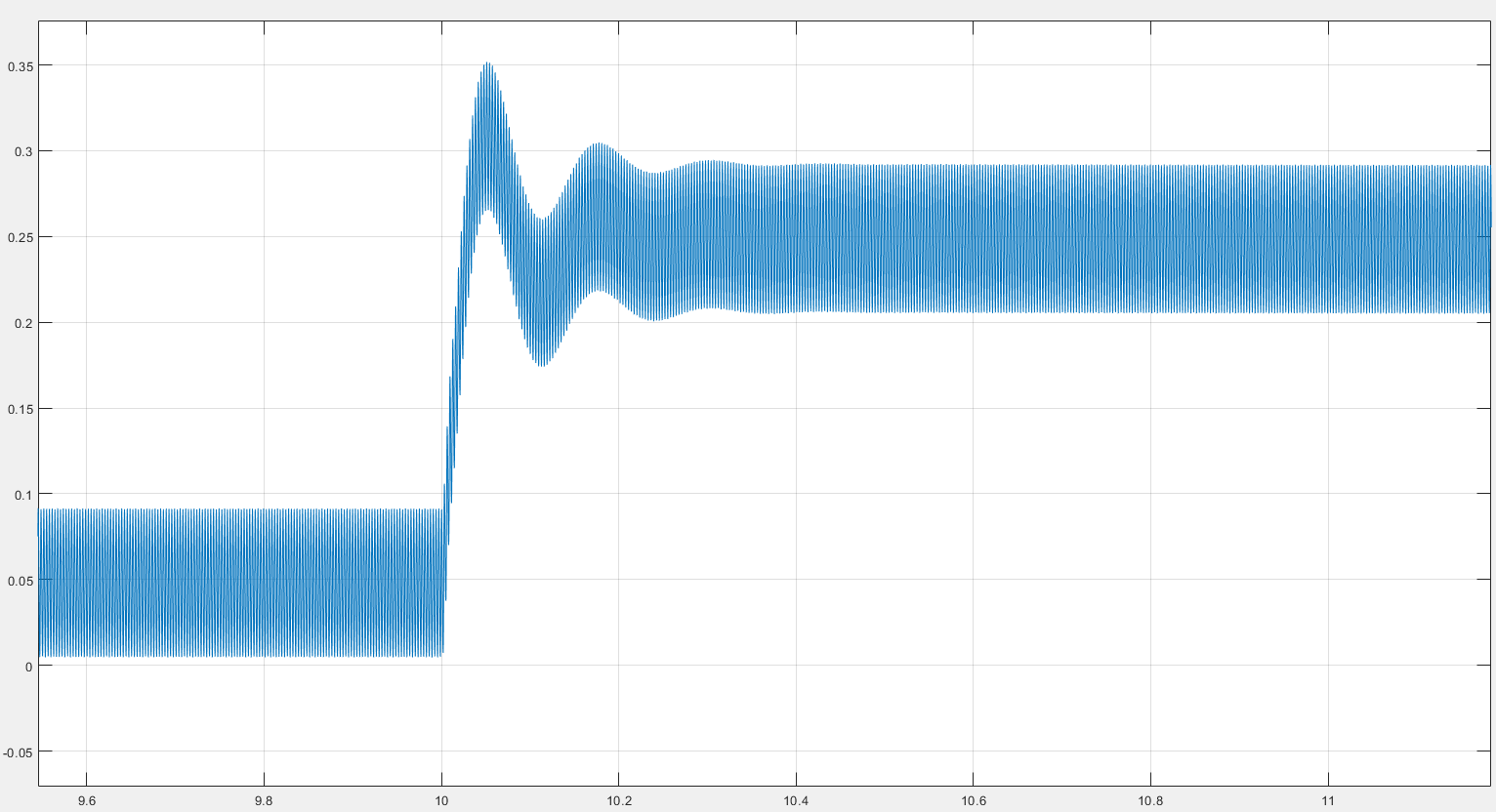


Figura 54. Resposta do torque eletromagnético ao degrau de carga de 0.2 N.m com *SVM*

Já a Figura 55 apresenta a resposta ao degrau de velocidade de 400 RPM até 1600 RPM, possuindo tempo de resposta à 95% de 2.36 segundos, indo de 400 RPM (41.88 rad/s) até 1535 RPM (160.7 rad/s).

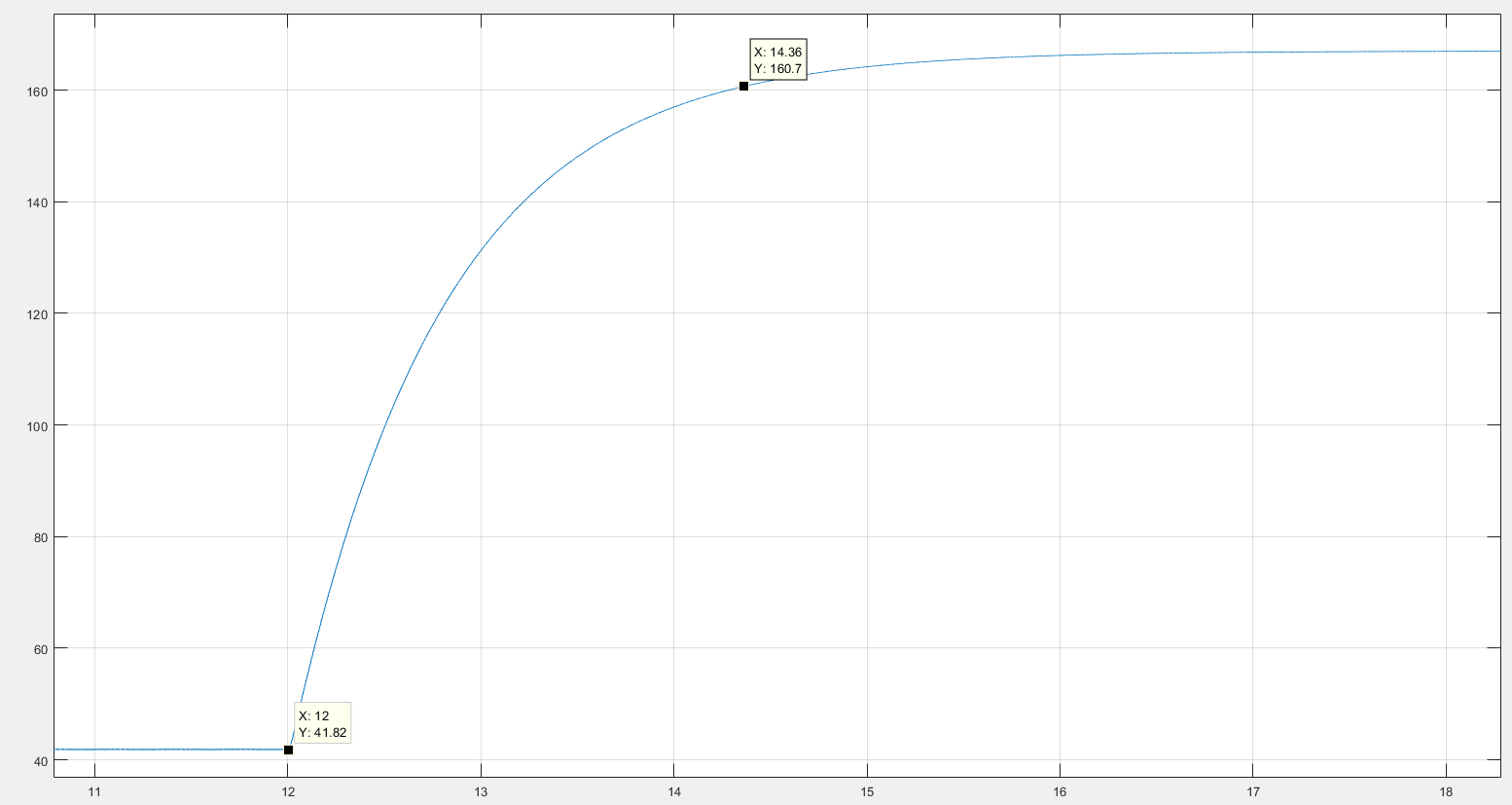


Figura 55. Resposta da velocidade ao degrau de velocidade de 400 RPM para 1600 RPM com *SVM*

# CONTROLADORES DIGITAIS

Como o sistema é controlado e comandado por um microcontrolador, todas as informações de corrente, tensão, ângulo do encoder e etc, são discretizadas, por esta razão, os controladores foram discretizados, visto que não operam continuamente.

A transformada escolhida para discretizar o sistema é a de Tustin, ou bilinear, na qual a variável no domínio da frequência *s* é transformada no domínio dos discretos *z* através da substituição:

(Eq. 55)

Em que é o período de amostragem do sinal.

Como um controlador PI tem o formato , então:

(Eq. 56)

E por fim a equação de diferenças será

(Eq. 57)

As equações de diferenças para os controladores das duas estratégias de controle podem ser vistas abaixo.

* Controle Trapezoidal:
  + Controlador de Velocidade com :

* Controle Vetorial:
  + Controlador de Velocidade com :

* + Controlador de Corrente com :

O Filtro para o Controle Vetorial definido na Eq. 51 também precisou ser discretizado, obtendo então:

(Eq. 58)

E a equação de diferenças:

(Eq. 59)

### 

# RESULTADOS

## Dinamômetro

A bancada de teste utilizada corresponde a um dinamômetro rolamentado com torquímetro de linha, freio de histerese e encoder incremental. Conta ainda com um wattímetro para aquisição de dados de entrada e saída do inversor, fonte *DC* para controlar o freio e fonte de alimentação para o inversor para que flutuações da rede não interfiram nos resultados obtidos. O desenvolvimento do software em LabVIEW e recuperação física desta bancada foi alvo do estágio do autor deste TCC, o que possibilitou fluência na aquisição e manipulação dos dados. O dinamômetro pode ser visto na Figura 24.

Figura 56. Dinamômetro

## Condições de Contorno dos Testes

Os testes tinham como *setpoint* uma velocidade de 1600 RPM e carga imposta de 2 kgf.cm, aproximadamente 0.2 N.m e frequência de chaveamento de 5kHz. Para cálculo de eficiência foi utilizado no wattímetro o método da integração durante um minuto para cada teste, a fim de se obter a grandeza em horas e depois calcular a instantânea. Os testes foram iniciados após o motor ter rodado durante uma hora nas condições citadas acima, isso foi feito para que o motor atingisse uma temperatura constante, eliminando-se, assim, distorções nos resultados por conta de diferenças nas temperaturas.

Para cada tipo de controle e modulação foram executados 25 testes e eles podem ser vistos por completo nos APÊNDICE D, APÊNDICE E e APÊNDICE F. Na próxima subseção serão discutidos os valores médios calculados das 25 amostras.

## Resultados





Tabela 4. Resumo dos resultados obtidos

### Eficiência do Motor

Ao analisar a Tabela 4, percebe-se que a eficiência do motor é melhor para o caso do Controle Vetorial com modulação Senoidal e isso acontece, porque há menor ondulação do torque eletromagnético produzido, visto que há menos componentes harmônicas das correntes, o que também introduz menos perdas no ferro e há um melhor aproveitamento da *BEMF* no pico da senóide, algo que não ocorre na trapezoidal, visto que a tensão de fase permanece praticamente constante durante o platô da *BEMF*, como pode ser visto nas figuras abaixo. Já em comparação entre a modulação senoidal e *SVM* em malha aberta, a senoidal possui um valor de pico maior do que a do *SVM*. Então, as hipóteses para explicar tais fenômenos seriam de que o *SVM* é melhor quando o barramento inteiro é exigido, ou seja, para cargas maiores. E a outra hipótese com respeito ao melhor aproveitamento da *BEMF* é que apesar de uma onda senoidal ou semi-senoidal injetar mais harmônicas durante o platô da *BEMF*, as perdas geradas são menores do que o ganho que se tem com esses valores de pico maiores nas tensões de fase.

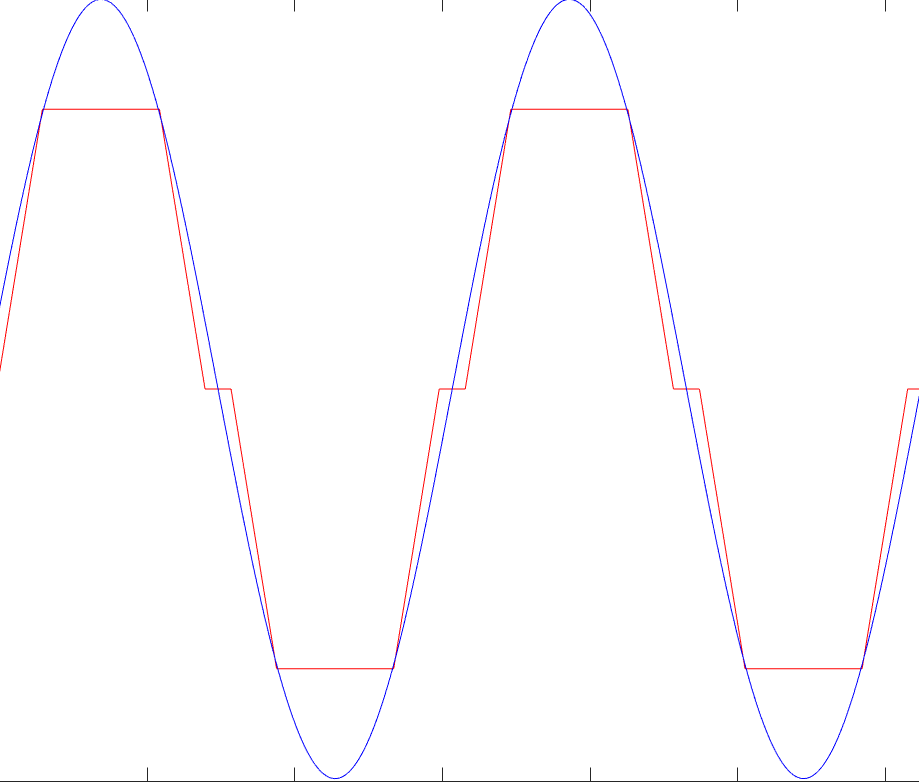


Figura 57. Tensão de fase em azul e *BEMF* de fase em vermelho para controle vetorial com modulação senoidal. Simulação feita em malha aberta.

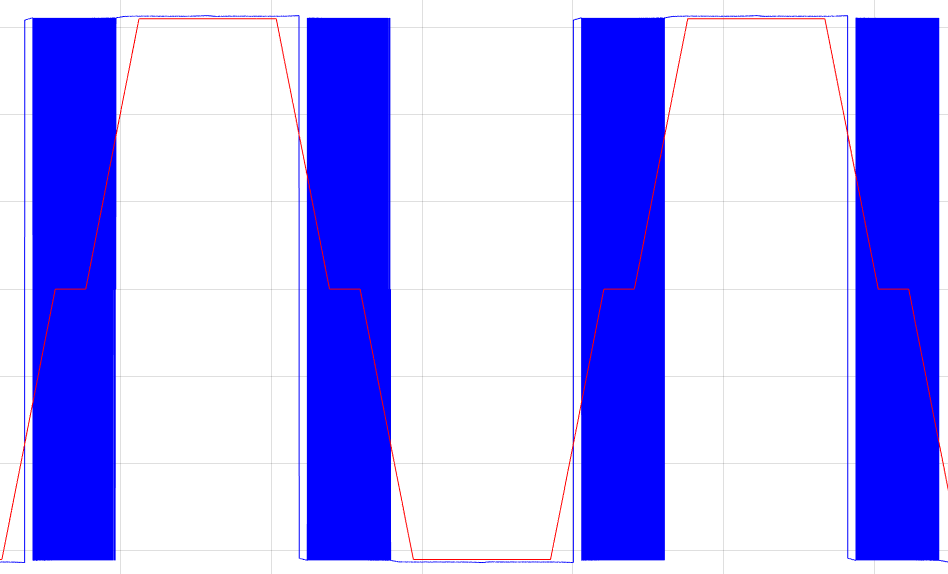


Figura 58. Tensão de fase em azul e *BEMF* de fase em vermelho para controle trapezoidal. Simulação feita em malha aberta.

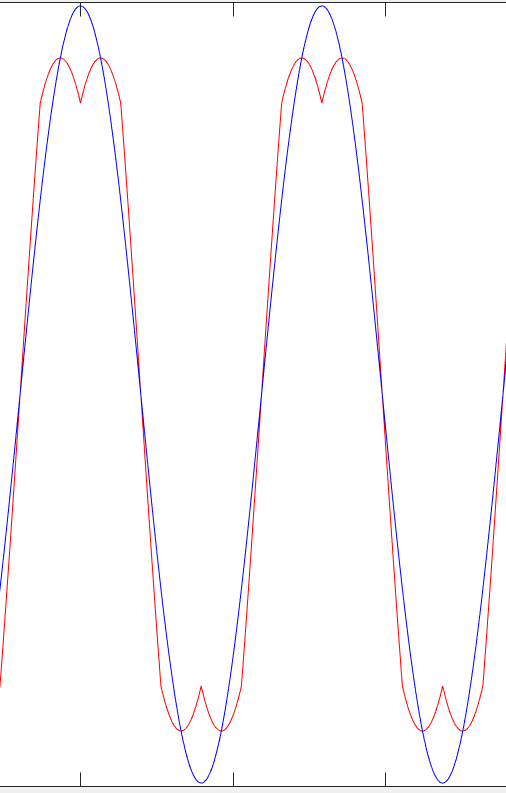


Figura 59. Comparativo entre a forma de onda da tensão de fase para modulação senoidal (azul) e *SVM* (vermelho) para malha aberta.

### Eficiência do Inversor

Quando a eficiência do inversor, segundo a Tabela 4, o Controle Trapezoidal se mostrou mais eficiente do que o Vetorial. Isso ocorre, porque neste controle há mais chaveamentos em um período de chaveamento do que o Trapezoidal, o primeiro apresentará sempre dez chaveamentos com modulação senoidal, doze com *SVM* e o trapezoidal sempre dois. De tal maneira que as perdas por comutação aumentam bastante de um tipo de controle para o outro.

### Eficiência Total

Esta eficiência é consequência das duas explicadas anteriormente, onde conclui-se que neste trabalho a eficiência para o Controle Trapezoidal em um motor *BLDC* apresenta eficiência do sistema maior do que o Vetorial.

# CONCLUSÃO

Após a finalização deste trabalho pode se concluir que para um motor *BLDC* com a tecnologia de chaves utilizadas, o controle trapezoidal possui eficiência de aproximadamente 0.7% maior do que o controle vetorial com modulação senoidal e 1.3% com *SVM*. Porém se as chaves forem melhoradas e o circuito de acionamento delas também, pode-se alcançar uma eficiência igual à do controle trapezoidal. Essa conclusão abre grandes possibilidades de se explorar novas técnicas de modulação para o controle vetorial que exijam menos comutações e melhoria dos circuitos de comando e chaves utilizadas para que se tenha menos perdas no inversor de frequência, possibilitando, assim, um controle vetorial melhor do que o trapezoidal. É importante lembrar de que não foi aplicada nenhuma correção para as transformadas do controle vetorial, se aplicadas também trazem grande potencial para melhoria.

Para trabalhos futuros, vê-se a necessidade de aperfeiçoamento do modelo no MatLAB para o controle vetorial, considerando o modelo do inversor de frequência. Também a discretização do erro causado pelos rolamentos para que se tenha conhecimento real das perdas no motor, visto que neste trabalho foi considerado que as perdas nos rolamentos eram constantes e iguais para todos os testes.

###### REFERÊNCIAS

ANDRICH, Roberto. **Desenvolvimento de uma plataforma para avaliação de desempenho de estratégias de acionamento de motores usados em produtos da linha branca.** 2013. 189 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Santa Catarina, Joinville, 2013.

BARATIERI, Cássio Luciano. **Relatório 1:**Modelagem e Implementação do Conjunto Inversor/Motor BLDC para Estudos de Técnicas de Controle. Santa Maria, 201.1 48 p.

BARATIERI, Cássio Luciano. **Relatório: Descrição dos resultados obtidos e conclusões gerais sobre as técnicas de modulação e controle sensorless para matores BLDC.**Santa Maria, 2012. 62 p.

CHEN, Guoqiang; KANG, Jianli; ZHAO, Junwei. Study on A New Hybrid Random Space Vector Pulse Width Modulation Strategy. **Information Technology Journal.** p. 816-823. 2014. Disponível em: <https://scialert.net/fulltext/?doi=itj.2014.816.823>. Acesso em: 10 maio 2018.

CHIASSON, J. **Modeling and High-Performance Controlo of Eletric Machines**. Hoboken: John Wiley and Sons Inc., 2005. 734 p

EUROPE, Texas Instruments (Org.). **Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors.**1998. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/an/bpra073/bpra073.pdf>. Acesso em: 01 fev. 2018.

GUPTA, Anita; GUPTA, Harsh; TIWARI, Arvind K.. A Comparative Study of Sine-Triangular and Space Vector PWM Inverter Fed Induction Motor Drive. **National Power Systems Conference.**Kharagpur, p. 833-836. 2002. Disponível em: <http://www.iitk.ac.in/npsc/Papers/NPSC2002/110.pdf>. Acesso em: 15 maio 2018.

GUPTA, Anubha. Three Phase Inverter Simulation using Sinusoidal PWM Technique. **International Journal Of Advanced Research In Electrical, Electronics And Instrumentation Engineering.**Chandigarh, p. 4102-4108. maio 2017. Disponível em: <http://www.ijareeie.com/upload/2017/may/72\_14\_Three.pdf>. Acesso em: 03 abr. 2018.

INFINEON TECHNOLOGIES AG (Alemanha) (Org.). **AP16097:**Different PWM Waveforms Generation for 3-Phase AC Induction Motor with XC164CS. 2006. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/AP1609710\_different\_PWM\_for\_three\_phase\_ACIM.pdf?fileId=db3a304412b407950112b40a1bf20453>. Acesso em: 20 maio 2018.

KASCAK, Slamovir et al. Two-Phase Space Vector Modulation of FOC Controlled ASM Fed by 2-Phase VSI Inverter. **15th International Power Electronics And Motion Control Conference.**Novi Sad, p. 1-5. 21 jan. 2013. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6397296/>. Acesso em: 18 fev. 2018.

KRISHNAN, Ramu. **Electric Motor Drives:**Modeling, Analysis and Control. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001. 652 p.

KRISHNAN, Ramu. **Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives.**Blacksburg: Crc Press, 2010. 588 p.

LUKICHEV, Dmitry V.; DEMIDOVA, Galina L.. Features of Tuning Strategy for Field Oriented Control of PMSM Position Drive System with Two-mass Load. **International Journal Of Circuits: SYSTEMS AND SIGNAL PROCESSING.**(s.l.), p. 88-94. out. 2016. Disponível em: <http://www.naun.org/main/NAUN/circuitssystemssignal/2016/a242005-252.pdf>. Acesso em: 15 abr. 2018.

MARIA, Daniel de Figueiredo. **Controle linear de máximo torque do motor síncrono de ímãs permanentes interiores.** 2009. 70 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2009.

MAZGAJ, Witold; ROZEGNAŁ, Bartosz; SZULAR, Zbigniew. Switching losses in three-phase voltage source inverters. **Technical Transactions Electrical Engineering.**Cracóvia, p. 47-60. 2015. Disponível em: <http://yadda.icm.edu.pl/yadda/element/bwmeta1.element.baztech-bd98c75d-7e2f-407c-91e9-e59f6865413b>. Acesso em: 10 abr. 2018.

MEIRINHO, Christian Joezer. **Estudo do acionamento do motor síncrono de ímãs permanentes utilizando regulador linear quadrático e controle vetorial via modulação por vetores espaciais.** 2016. 89 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Santa Catarina, Joinville, 2015.

MESSNER, Bill et al. **Control Tutorials for Matlab & Simulink.**2011. Disponível em: <http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?aux=Home>. Acesso em: 21 abr. 2018.

NAZÁRIO, Filipe Guolo. **Estudo compartivo entre estratégias para estimativa de velocidade e posição sem senhor mecânico de rotação aplicado ao acionamento de motores utilizados em produtos da linha branca.**2014. 178 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Santa Catarina, Joinville, 2014.

PILLAY, P.; KRISHNAN, Ramu. An investigation into the torque behavior of a brushless DC motor drive. **Conference Record Of The 1988 Ieee Industry Applications Society Annual Meeting, 1988..**Pittsburgh, p. 201-208. out. 1988. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/25064/>. Acesso em: 25 maio 2018.

QUANG, Nguyen Phung; DITTRICH, Jörg-andreas. **Vector Control of Three-Phase AC Machines:**System Development in the Practice. Berlim: Springer, 2015.

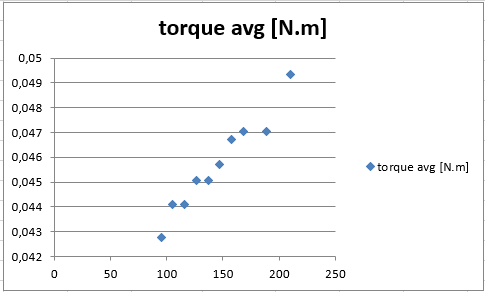
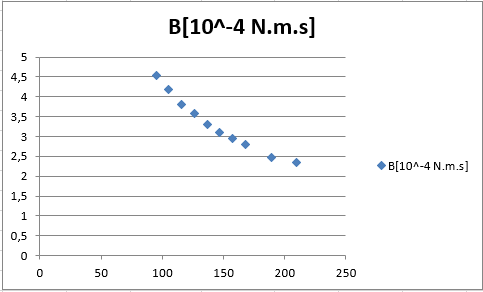
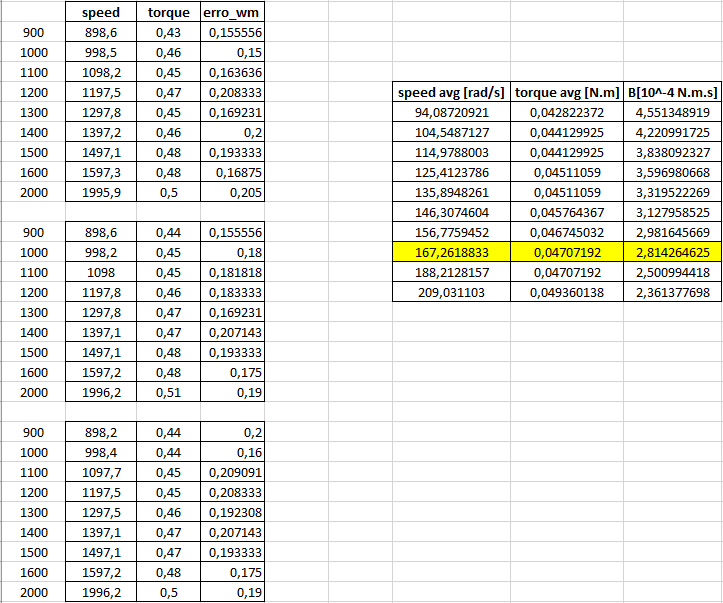
SAUNDERS, Ben et al. Cogging Torque Estimation for Sensorless PMSM. **2012 Xxth International Conference On Electrical Machines.**Marseille, p. 2949-5954. 12 nov. 2012. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6350307/>. Acesso em: 05 mar. 2018.

SPADINI, Lucas Mattos. **Aplicação de redes neurais artificiais estruturadas no acionamento de um motor BLDC.** 2017. 87 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Santa Catarina, Joinville, 2017.

TOPALOGLU, I. et al. Closed-Loop Speed Control of PM-BLDC Motor Fed by Six Step Inverter and Effects of Inertia Changes for Desktop CNC Machine. **Elektronika Ir Elektrotechnika.**Çankırı, p. 7-10. 12 fevereiro 2012. Disponível em: <http://eejournal.ktu.lt/index.php/elt/article/view/3244/2261>. Acesso em: 05 mar. 2018.

YU, Chih‐hsien. A Practical Sensorless Commutation Method Based on Virtual Neutral Voltage for Brushless DC Motor. **Ieej Transactions On Electrical And Electronic Engineering: IEEJ Trans 2017.**Japão, p. 2-8. maio 2017. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/317171724\_A\_practical\_sensorless\_commutation\_method\_based\_on\_virtual\_neutral\_voltage\_for\_brushless\_DC\_motor>. Acesso em: 03 fev. 2018.

###### APÊNDICE A – Cálculo do Coeficiente de Atrito



###### APÊNDICE B – Código MatLAB para Controle Trapezoidal

close all;

clear all;

clc;

%\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\* Constants and Variables initialization \*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*%

n = 10000000; %simulation lenght

wm\_ref = 167; %rad/s

Tload = 0.02; %Nm

B = 2.8142e-4; %Nms

J = 8.7e-4; %Kgm^2

Rs = 4.65; %ohms

P = 4; %polos

P\_2 = P/2; %pares de polos

Ldq = 69.7e-3; % Ld = Lq = L-M

kt = 0.359; %V\*s/rad

t = 0.000001; %passo de calculo

c\_360 = 2\*pi;

phase = -pi/6; %para corrigir o defasamento entre Vx e Ex,

%porque foi implementado com 30 de avanço.

r\_on = 0.001; %resistência quando chave conduz

r\_off = 5000000; %resistência quando chave não conduz

r1 = r\_off;

r2 = r\_off;

r3 = r\_off;

r4 = r\_off;

r5 = r\_off;

r6 = r\_off;

aberta = 0;

conduz = 1;

estado = [aberta; aberta; aberta; aberta; aberta; aberta];

polo = 0.03668;

Kp\_wm = 0.04064;

Ki\_wm = Kp\_wm/(polo);

V\_pwm = 1; %PWM Voltage reference

V\_bus = 311; %Bus Voltage

Fs = 5000; %Switching frequency of inverter

Ts = 1/Fs;

gain = V\_bus/V\_pwm; %Gain used to bring V\_ref from controller to PWM range

Fsample = Fs/10;

delta = V\_bus/r\_off;

%\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*%

for(T = 1:n)

if (T-1 > 0)

if(T >= n/2)

Tload = 0.32;

end

err\_wm(T) = wm\_ref - wm(T-1); %Proportional error

err\_int\_wm(T) = err\_int\_wm(T-1) + err\_wm(T)\*t; %Integral error

V\_ref(T) = Kp\_wm \* err\_wm(T) + Ki\_wm \* err\_int\_wm(T); %controller

x(T) = x(T-1)+t; %X axis to calculate sawtooth wave

y(T) = Fs\*x(T); %Y axis to calculate sawtooth wave

if(x(T) <= Ts) %PWM generation using Y function and V\_ref to check if the switch will be conducting

%Result can be ssen in V\_barramento

if(y(T) <= V\_ref(T-1)/gain)

pwm\_st(T) = 1;

else

pwm\_st(T) = 0;

end

else

x(T) = 0;

y(T) = 0;

pwm\_st(T) = 0;

end

theta\_a = theta\_e(T-1); %electrical angle A, B and C

theta\_b = theta\_e(T-1) + (4\*c\_360)/6;

theta\_c = theta\_e(T-1) + (c\_360)/3;

ea = F\_theta\_e(normalize\_angle(theta\_a));

eb = F\_theta\_e(normalize\_angle(theta\_b));

ec = F\_theta\_e(normalize\_angle(theta\_c));

Ea(T) = kt \* wm(T-1) \* ea; %BEMF A, B and C

Eb(T) = kt \* wm(T-1) \* eb;

Ec(T) = kt \* wm(T-1) \* ec;

%%%%% Six-Step Modulation %%%%%

if(theta\_e(T-1) >= pi/6 && theta\_e(T-1) < pi/2)

estado = [conduz; aberta; aberta; conduz; aberta; aberta];

elseif(theta\_e(T-1) >= pi/2 && theta\_e(T-1) < 150\*pi/180)

estado = [conduz; aberta; aberta; aberta; aberta; conduz];

elseif(theta\_e(T-1) >= 150\*pi/180 && theta\_e(T-1) < 210\*pi/180)

estado = [aberta; aberta; conduz; aberta; aberta; conduz];

elseif(theta\_e(T-1) >= 210\*pi/180 && theta\_e(T-1) < 270\*pi/180)

estado = [aberta; conduz; conduz; aberta; aberta; aberta];

elseif(theta\_e(T-1) >= 270\*pi/180 && theta\_e(T-1) < 330\*pi/180)

estado = [aberta; conduz; aberta; aberta; conduz; aberta];

elseif(theta\_e(T-1) >= 330\*pi/180 && theta\_e(T-1) < 2\*pi)

estado = [aberta; aberta; aberta; conduz; conduz; aberta];

elseif(theta\_e(T-1) >= 0 && theta\_e(T-1) < 30\*pi/180)

estado = [aberta; aberta; aberta; conduz; conduz; aberta];

end

r1 = r\_off;

r2 = r\_off;

r3 = r\_off;

r4 = r\_off;

r5 = r\_off;

r6 = r\_off;

if(pwm\_st(T) == 0)

estado(1) = aberta;

estado(3) = aberta;

estado(5) = aberta;

end

if(estado(1) == conduz)

r1 = r\_on;

end

if(estado(2) == conduz)

r2 = r\_on;

end

if(estado(1) == aberta && estado(2) == aberta)

if(Ia(T-1) >= delta)

r2 = r\_on;

elseif (Ia(T-1) <= -delta)

r1 = r\_on;

end

end

if(estado(3) == conduz)

r3 = r\_on;

end

if(estado(4) == conduz)

r4 = r\_on;

end

if(estado(3) == aberta && estado(4) == aberta)

if(Ib(T-1) >= delta)

r4 = r\_on;

elseif (Ib(T-1) <= -delta)

r3 = r\_on;

end

end

if(estado(5) == conduz)

r5 = r\_on;

end

if(estado(6) == conduz)

r6 = r\_on;

end

if(estado(5) == aberta && estado(6) == aberta)

if(Ic(T-1) >= delta)

r6 = r\_on;

elseif (Ic(T-1) <= -delta)

r5 = r\_on;

end

end

k1(T) = (r1\*r2)/(r1+r2);

k2(T) = (r3\*r4)/(r3+r4);

k3(T) = (r5\*r6)/(r5+r6);

k4(T) = r2/(r1+r2);

k5(T) = r4/(r3+r4);

k6(T) = r6/(r5+r6);

Ta(T) = Ia(T-1) \* ea;

Tb(T) = Ib(T-1) \* eb;

Tc(T) = Ic(T-1) \* ec;

Te(T) = kt\*(Ta(T) + Tb(T) + Tc(T));

dIa(T) = ((-2\*k1(T)\*Ia(T-1))+(-2\*Rs\*Ia(T-1))+(k2(T)\*Ib(T-1))+(Rs\*Ib(T-1))+(k3(T)\*Ic(T-1))+(Rs\*Ic(T-1))+((2\*k4(T)\*V\_bus)-(k5(T)\*V\_bus)-(k6(T)\*V\_bus)+(Eb(T)+Ec(T)-2\*Ea(T))))\*(t/(3\*Ldq));

dIb(T) = ((-2\*k2(T)\*Ib(T-1))+(-2\*Rs\*Ib(T-1))+(k1(T)\*Ia(T-1))+(Rs\*Ia(T-1))+(k3(T)\*Ic(T-1))+(Rs\*Ic(T-1))+((2\*k5(T)\*V\_bus)-(k4(T)\*V\_bus)-(k6(T)\*V\_bus)+(Ea(T)+Ec(T)-2\*Eb(T))))\*(t/(3\*Ldq));

dIc(T) = ((-2\*k3(T)\*Ic(T-1))+(-2\*Rs\*Ic(T-1))+(k1(T)\*Ia(T-1))+(Rs\*Ia(T-1))+(k2(T)\*Ib(T-1))+(Rs\*Ib(T-1))+((2\*k6(T)\*V\_bus)-(k4(T)\*V\_bus)-(k5(T)\*V\_bus)+(Ea(T)+Eb(T)-2\*Ec(T))))\*(t/(3\*Ldq));

dwm(T) = (Te(T) - Tload - B\*wm(T-1))\*(t/J);

wm(T) = wm(T-1) + dwm(T);

dtheta\_m(T) = wm(T) \* t;

theta\_m(T) = (theta\_m(T-1) + dtheta\_m(T));

theta\_m(T) = normalize\_angle(theta\_m(T));

theta\_e(T) = theta\_e(T-1) + P\_2 \* dtheta\_m(T);

theta\_e(T) = normalize\_angle(theta\_e(T));

Ia(T) = Ia(T-1) + dIa(T);

Ib(T) = Ib(T-1) + dIb(T);

Ic(T) = Ic(T-1) + dIc(T);

Va(T) = Rs\*Ia(T)+k4(T)\*V\_bus;

Vb(T) = Rs\*Ib(T)+k5(T)\*V\_bus;

Vc(T) = Rs\*Ic(T)+k6(T)\*V\_bus;

time\_lapsed(T) = T\*t;

if(r1 == r\_on)

s1(T) = 1;

else

s1(T) = 0;

end

if(r2 == r\_on)

s2(T) = 1;

else

s2(T) = 0;

end

if(r3 == r\_on)

s3(T) = 1;

else

s3(T) = 0;

end

if(r4 == r\_on)

s4(T) = 1;

else

s4(T) = 0;

end

if(r5 == r\_on)

s5(T) = 1;

else

s5(T) = 0;

end

if(r6 == r\_on)

s6(T) = 1;

else

s6(T) = 0;

end

if(estado(1)== conduz)

sw1(T) = 1;

else

sw1(T) = 0;

end

if(estado(2)== conduz)

sw2(T) = 1;

else

sw2(T) = 0;

end

if(estado(3)== conduz)

sw3(T) = 1;

else

sw3(T) = 0;

end

if(estado(4)== conduz)

sw4(T) = 1;

else

sw4(T) = 0;

end

if(estado(5)== conduz)

sw5(T) = 1;

else

sw5(T) = 0;

end

if(estado(6)== conduz)

sw6(T) = 1;

else

sw6(T) = 0;

end

else %Variables inicialization

dwm = zeros(n,1);

wm = zeros(n,1);

dtheta\_m = zeros(n,1);

theta\_m = zeros(n,1);

theta\_e = zeros(n,1);

theta\_m\_norm = zeros(n,1);

dt = zeros(n,1);

Ea = zeros(n,1);

Eb = zeros(n,1);

Ec = zeros(n,1);

Va = zeros(n,1);

Vb = zeros(n,1);

Vc = zeros(n,1);

Ia = zeros(n,1);

Ib = zeros(n,1);

Ic = zeros(n,1);

dIa = zeros(n,1);

dIb = zeros(n,1);

dIc = zeros(n,1);

Ta = zeros(n,1);

Tb = zeros(n,1);

Tc = zeros(n,1);

Te = zeros(n,1);

time\_lapsed = zeros(n,1);

V\_barramento = zeros(n,1);

V\_ref = zeros(n,1);

err\_wm = zeros(n,1);

err\_int\_wm = zeros(n,1);

x = zeros(n,1);

y = zeros(n,1);

z = zeros(n,1);

q = zeros(n,1);

pwm\_st = zeros(n,1);

V\_ref(T) = 311;

end

end

###### APÊNDICE C – Código MatLAB para Controle Vetorial

close all;

clear all;

clc;

%\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\* Constants and Variables initialization \*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*%

n = 2000000; %simulation lenght

Tload = 0.0; %Nm

B = 2.8142e-4; %Nms

J = 8.7e-4; %Kgm^2

Rs = 4.65; %ohms

P = 4; %polos

P\_2 = P/2; %pares de polos

Ldq = 67.6e-3; % Ld = Lq = L-M

kt = 0.359; %V\*s/rad

t = 0.00001; %passo de calculo

c\_360 = 2\*pi;

offset = 0;

a = 0;

b = 0;

c = 0;

freq = 0;

V = 0;

Kp\_wm = 0.0969;

Ki\_wm = 0.12117;

Kp\_Idq = 10.14;

Ki\_Idq = 697;

%\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*%

for(T = 1:n)

if (T-1 > 0)

if(T >= 12\*1000000/10)

% Tload = 0.2;

wm\_r(T) = 167;

end

if(T < 400000)

a = a+1;

if(a == 4000)

a = 0;

V = V + 0.1;

freq = freq + 0.2;

end

elseif(T > 400000)

c = c+1;

if(c == 200)

c = 0;

wm\_ref(T) = 0.9975031210986267166\*wm\_ref(T-1)+0.0012484394506866417\*(wm\_r(T)+wm\_r(T-1)); %Pre-Filtro

err\_wm(T) = wm\_ref(T) - wm(T-1); %Erro

Iq\_ref(T) = Iq\_ref(T-1) + 0.09702117\*err\_wm(T) - 0.09677883\*err\_wm(T-1); %eq. de diferenças wm

else

wm\_ref(T) = wm\_ref(T-1);

err\_wm(T) = err\_wm(T-1);

Iq\_ref(T) = Iq\_ref(T-1);

end

b = b+1;

if(b == 20)

b = 0;

err\_Iq(T) = Iq\_ref(T) - Iq(T-1);

err\_Id(T) = Id\_ref(T) - Id(T-1);

Vq\_ref(T) = Vq\_ref(T-1) + 10.2097\*err\_Iq(T) - 10.0703\*err\_Iq(T-1);% + Ldq\*wm(T-1)\*Id(T-1) + wm(T-1)\*kt; %eq. de diferenças Iq

Vd\_ref(T) = Vd\_ref(T-1) + 10.2097\*err\_Id(T) - 10.0703\*err\_Id(T-1); % - Ldq\*wm(T-1)\*Iq(T-1); %eq. de diferenças Id

else

err\_Iq(T) = err\_Iq(T-1);

err\_Id(T) = err\_Id(T-1);

Vq\_ref(T) = Vq\_ref(T-1);

Vd\_ref(T) = Vd\_ref(T-1);

end

elseif(T == 400000) %Inicializacao dos PIs

err\_wm(T) = 2.68137153548973468681;

%Valor no final da rampa Iq = -0.2595A;

err\_Iq(T) = 0; %Valor no final da rampa Vq = 0V;

err\_Id(T) = -0.9830888; %Valor no final da rampa Vd = 9.9V;

wm\_r(T) = 19.80;

wm\_ref(T) = 19.80;

Iq\_ref(T) = -0.09677883\*err\_wm(T);

Vq\_ref(T) = -10.0703\*err\_Iq(T);

Vd\_ref(T) = -10.0703\*err\_Id(T);

end

theta\_a = normalize\_angle(theta\_e(T-1)); %electrical angle A, B and C

theta\_b = normalize\_angle(theta\_a + (4\*c\_360)/6);

theta\_c = normalize\_angle(theta\_a + (c\_360)/3);

%Krishnan p.237 Permanent Magnet Synchronous Machines

Ks = [cos(theta\_a) sin(theta\_a);cos(theta\_b) sin(theta\_b); cos(theta\_c) sin(theta\_c)];

dq0\_to\_adc = Ks\*[Vd\_ref(T); Vq\_ref(T)];

Va\_a(T) = dq0\_to\_adc(1);

Vb\_a(T) = dq0\_to\_adc(2);

Vc\_a(T) = dq0\_to\_adc(3);

ea = F\_theta\_e(theta\_a);

eb = F\_theta\_e(theta\_b);

ec = F\_theta\_e(theta\_c);

Ea(T) = kt \* wm(T-1) \* ea; %BEMF A, B and C

Eb(T) = kt \* wm(T-1) \* eb;

Ec(T) = kt \* wm(T-1) \* ec;

if(0)

%%%%%% SVM Modulation %%%%%%

Voltage\_Phase = [Va\_a(T) Vb\_a(T) Vc\_a(T)];

min\_V = min(Voltage\_Phase);

max\_V = max(Voltage\_Phase);

V\_neutral(T) = 0.5 \* (max\_V + min\_V);

end

if(T >= 400000)

Va(T) = Va\_a(T) - V\_neutral(T);

Vb(T) = Vb\_a(T) - V\_neutral(T);

Vc(T) = Vc\_a(T) - V\_neutral(T);

else

Va(T) = V\*sin(theta\_a);

Vb(T) = V\*sin(theta\_b);

Vc(T) = V\*sin(theta\_c);

end

dIa(T) = (Va(T) - Rs \* Ia(T-1) - Ea(T))\*(t/Ldq);

dIb(T) = (Vb(T) - Rs \* Ib(T-1) - Eb(T))\*(t/Ldq);

dIc(T) = (Vc(T) - Rs \* Ic(T-1) - Ec(T))\*(t/Ldq);

Ia(T) = Ia(T-1) + dIa(T);

Ib(T) = Ib(T-1) + dIb(T);

Ic(T) = Ic(T-1) + dIc(T);

Ks\_inv = (2/3)\*([cos(theta\_a) cos(theta\_b) cos(theta\_c); sin(theta\_a) sin(theta\_b) sin(theta\_c)]);

adc\_to\_dqo = Ks\_inv\*[Ia(T); Ib(T); Ic(T)];

Iq(T) = adc\_to\_dqo(2);

Id(T) = adc\_to\_dqo(1);

Vadc\_to\_dqo = Ks\_inv\*[Va(T); Vb(T); Vc(T)];

Vq(T) = Vadc\_to\_dqo(2);

Vd(T) = Vadc\_to\_dqo(1);

Te(T) = 1.5\*P\_2\*kt\*Iq(T);

dwm(T) = (Te(T) - Tload - B\*wm(T-1))\*(t/J);

if(T >= 400000)

wm(T) = wm(T-1) + dwm(T);

else

wm(T) = freq;

wm\_ref(T) = wm(T);

end

dtheta\_m(T) = wm(T) \* t;

theta\_m(T) = (theta\_m(T-1) + dtheta\_m(T));

theta\_m(T) = normalize\_angle(theta\_m(T));

theta\_e(T) = theta\_e(T-1) + P\_2 \* dtheta\_m(T);

theta\_e(T) = normalize\_angle(theta\_e(T));

time\_lapsed(T) = T\*t;

else %Variables inicialization

dwm = zeros(n,1);

wm = zeros(n,1);

dtheta\_m = zeros(n,1);

theta\_m = zeros(n,1);

theta\_m = zeros(n,1);

theta\_e = zeros(n,1);

dt = zeros(n,1);

Ea = zeros(n,1);

Eb = zeros(n,1);

Ec = zeros(n,1);

Va = zeros(n,1);

Vb = zeros(n,1);

Vc = zeros(n,1);

Ia = zeros(n,1);

Ib = zeros(n,1);

Ic = zeros(n,1);

Id = zeros(n,1);

Iq = zeros(n,1);

Vd = zeros(n,1);

Vq = zeros(n,1);

dIa = zeros(n,1);

dIb = zeros(n,1);

dIc = zeros(n,1);

Te = zeros(n,1);

time\_lapsed = zeros(n,1);

V\_neutral = zeros(n,1);

Id\_ref = zeros(n,1);

Iq\_ref = zeros(n,1);

Vd\_ref = zeros(n,1);

Vq\_ref = zeros(n,1);

err\_wm = zeros(n,1);

err\_Id = zeros(n,1);

err\_Iq = zeros(n,1);

V\_alfa = zeros(n,1);

V\_beta = zeros(n,1);

Va\_a = zeros(n,1);

Vb\_a = zeros(n,1);

Vc\_a = zeros(n,1);

ea = zeros(n,1);

eb = zeros(n,1);

ec = zeros(n,1);

wm\_ref = zeros(n,1);

wm\_r = zeros(n,1);

end

end

###### APÊNDICE D – Código MatLAB *BEMF* trapezoidal não ideal

function trapezoidal = F\_theta\_e(theta)

if(theta >= 0 && theta < (pi/18))

trapezoidal = 0;

elseif(theta >= pi/18 && theta < pi/4)

trapezoidal = theta \* (36/(7\*pi)) - 2/7;

elseif(theta >= pi/4 && theta < 3\*pi/4)

trapezoidal = 1;

elseif(theta >= 3\*pi/4 && theta < 17\*pi/18)

trapezoidal = -theta\*(36/(7\*pi)) + 34/7;

elseif(theta >= 17\*pi/18 && theta < 19\*pi/18)

trapezoidal = 0;

elseif(theta >= 19\*pi/18 && theta < 5\*pi/4)

trapezoidal = -theta\*(36/(pi\*7)) + (38/7);

elseif(theta >=5\*pi/4 && theta < 7\*pi/4)

trapezoidal = -1;

elseif(theta >= 7\*pi/4 && theta < 35\*pi/18)

trapezoidal = theta\*(36/(7\*pi)) - 10;

elseif(theta >= 35\*pi/18 && theta < 2\*pi)

trapezoidal = 0;

else

trapezoidal = 0;

end

###### APÊNDICE E – Resultados para Controle Trapezoidal







|  |  |  |
| --- | --- | --- |
|  |  | **STD. DEV.** |
| **Motor AVG** | 93,172% | 0,602439% |
| **Inverter AVG** | 95,428% | 0,054160% |
| **Total AVG** | 88,916% | 0,576397% |

###### APÊNDICE F – Resultados para Controle Vetorial e modulação Senoidal







|  |  |  |
| --- | --- | --- |
|  |  | **STD. DEV.** |
| **Motor AVG** | 94,696% | 0,557167% |
| **Inverter AVG** | 93,213% | 0,045770% |
| **Total AVG** | 88,252% | 0,521248% |

###### APÊNDICE G – Resultados para Controle Vetorial e *SVM*







|  |  |  |
| --- | --- | --- |
|  |  | **STD. DEV.** |
| **Motor AVG** | 94,122% | 0,512531% |
| **Inverter AVG** | 93,122% | 0,042174% |
| **Total AVG** | 87,652% | 0,487917% |