

Universidade Federal de Mato Grosso do Sul
Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia
Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica

Igor Esdras Silva Ono

**Aprimoramento da Técnica de
Multiplexação no Domínio da Frequência
para Acionamentos de Motores Trifásicos**

Campo Grande - MS
3 de dezembro de 2018

Universidade Federal de Mato Grosso do Sul
Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia
Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica

Igor Esdras Silva Ono

Aprimoramento da Técnica de Multiplexação no Domínio da Frequência para Acionamentos de Motores Trifásicos

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
à Banca Examinadora do Curso de Gradua-
ção em Engenharia Elétrica da Universidade
Federal de Mato Grosso do sul, como parte
dos requisitos para obtenção do título de En-
genheiro Eletricista.

Orientador: Professor Doutor Raymundo Cordero García

Campo Grande - MS
3 de dezembro de 2018

Universidade Federal de Mato Grosso do Sul
Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia
Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica

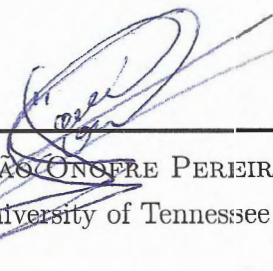
Igor Esdras Silva Ono

Aprimoramento da Técnica de Multiplexação no Domínio da Frequência para Acionamentos de Motores Trifásicos

Banca Examinadora



PROF. DR. RAYMUNDO CORDERO GARCIA, UFMS
Doutor pela Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ) - RJ



PROF. DR. JOAO ONOFRE PEREIRA PINTO, UFMS
Doutor pela University of Tennessee at Knoxville (UTK) - EUA



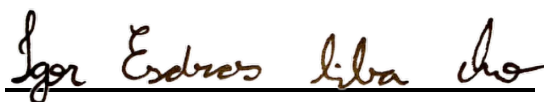
PROF. DR. LUIGI GALOTTO JUNIOR, UFMS
Doutor pela Universidade Estadual Julio Mesquita Filho (UNESP) - SP

Campo Grande - MS
03 de dezembro de 2018

Declaração de Autoria e Responsabilidade

Eu, Igor Esdras Silva Ono, acadêmico do curso de Engenharia Elétrica, da Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia (FAENG) da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS), portador do RGA 2013.2103.160-2, certifico que o presente trabalho de conclusão de curso com o título: “Aprimoramento da Técnica de Multiplexação no Domínio da Frequência para Acionamentos de Motores Trifásicos” é de minha exclusiva autoria, sob orientação do Professor Doutor Raymundo Cordero García (UFMS). Outrossim, declaro que estou ciente das sanções na esfera civil, penal e ética, sujeitas, caso seja comprovado o plágio e/ou aquisição do trabalho e/ou realização por outra pessoa. Declaro também que estou ciente das medidas de caráter pedagógico, como a reprovação na disciplina TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO, podendo acarretar impedimento da conclusão do curso.

Campo Grande, 26 de novembro de 2018.

A handwritten signature in brown ink, reading "Igor Esdras Silva Ono", is written over a horizontal line.

Igor Esdras Silva Ono

RGA 2013.2103.160-2

Engenharia Elétrica - UFMS

Agradecimentos

Em primeiro lugar, agradeço minha mãe, Rosangela, por ter me apoiado em todo meu percurso acadêmico e por sempre ser meu suporte desde meu nascimento.

Agradeço ao meu orientador, Raymundo, por ter me oferecido a oportunidade de trabalhar em seus projetos desde 2016.

Agradeço também a minha melhor amiga e colega, Vitória, por ter me acompanhado, sempre acreditando em mim e nunca ter saído de meu lado durante os seis anos de minha graduação, mesmo quando nada parecia dar certo.

Agradeço aos laboratórios BATLAB e LSCAD pelo suporte técnico que tive para concretizar meus projetos. E agradeço a todos os professores com quem tive aula durante minha graduação, pois todos foram fundamentais para a compreensão da engenharia elétrica.

Resumo

Atualmente, muitas pesquisas estão sendo desenvolvidas em relação ao acionamento de motores trifásicos para veículos elétricos e híbridos. Automóveis como o *Toyota Prius* e o *Nissan Leaf* usam sensores de posição angular chamados de resolver para estimar a velocidade de seus motores. O resolver gera dois sinais analógicos de amplitude modulada. Por outro lado, o controle moderno em malha fechada de um motor trifásico requer, além dos dois sinais do resolver, a medição de duas correntes estatóricas. Portanto, quatro sinais analógicos devem ser digitalizados.

Muitos processadores digitais usam um conversor analógico-digital com um multiplexador analógico para discretizar os sinais de entrada. A multiplexação no domínio da frequência foi proposta recentemente para simplificar o processo de aquisição de sinais, mas a frequência de operação do resolver escolhida em propostas anteriores obtiveram respostas satisfatórias, mas limitadas.

Este trabalho de conclusão de curso propõe um aprimoramento da técnica de multiplexação em frequência dos sinais dos sensores de corrente e resolver, através do uso de altas frequências de operação de resolver e sincronizando as saídas do sensor resolver com a técnica de modulação que controla o inversor do motor. O resultado obtido mostra que a resposta do sistema é aprimorada para polos mais rápidos, reduzindo assim o período transitório e, devido ao sistema proposto, o erro no regime permanente para frequências de excitação mais altas. Foi obtido então um sistema de multiplexação mais simples e com uma demultiplexação de sinais com maior exatidão que em outros trabalhos.

Palavras-chaves: Acionamento de motores CA, amostragem síncrona, ATO, multiplexação em frequência, sensor resolver.

Lista de ilustrações

Figura 1.1.1	– Visão Geral do Sistema de um Veículo Elétrico.	12
Figura 1.2.1	– Característica de Torque e Velocidade em Regime Permanente de um Motor de Indução.	15
Figura 1.2.2	– Características de Torque e Velocidade de um Motor Elétrico e um Motor de Combustão Interna.	16
Figura 1.3.1	– Circuito Equivalente de um Sensor Resolver.	18
Figura 1.3.2	– Espectro de Frequência das Saídas do Sensor Resolver.	19
Figura 1.4.1	– Circuito Equivalente de um Motor CC de Excitação Independente.	21
Figura 1.4.2	– Implementação do Controle Vetorial em Malha Fechada em uma Máquina Trifásica.	24
Figura 1.4.3	– Cálculo do Fluxo do Rotor no Controle Vetorial Indireto.	24
Figura 3.0.1	– Sistema de Aquisição de Dados para Acionamento de Motores Proposto.	44
Figura 3.2.1	– Técnica de Amostragem Síncrona.	47
Figura 3.2.2	– Obtenção do Sinal de Corrente através da Amostragem Síncrona.	49
Figura 3.2.3	– Critério da Sincronização entre $v_e(t)$ e a Portadora da Triangular para a Amostragem Síncrona para Diferentes Frequências de Excitação do Sensor Resolver.	50
Figura 3.3.1	– Observador de Rastreo Angular Proposto.	51
Figura 3.3.2	– Componentes de Frequência do Sinal $f_e[n]$ e o Filtro Passa-Baixas do ATO.	52
Figura 3.3.3	– Modelo Simplificado do ATO Proposto.	53
Figura 4.1.1	– Características da Máquina CA Simulada.	56
Figura 4.1.2	– Corrente da Fase A - Sinal do Sensor e Sinal Amostrado.	57
Figura 4.1.3	– Corrente da Fase B - Sinal do Sensor e Sinal Amostrado.	58
Figura 4.1.4	– Sinal $s_1(t)$	59
Figura 4.1.5	– Sinais $s_1(t)$, $v_{sc}(t)$ e $i_{ac}(t)$ Ampliados ($f_s = 2,5$ kHz).	59
Figura 4.1.6	– Sinais $s_1(t)$, $v_{sc}(t)$ e $i_{ac}(t)$ Ampliados ($f_s = 7,5$ kHz).	60
Figura 4.1.7	– Sinais $s_1(t)$, $v_{sc}(t)$ e $i_{ac}(t)$ Ampliados ($f_s = 12,5$ kHz).	60
Figura 4.1.8	– Espectro de Frequência dos Sinais Multiplexados. ($f_s = 2,5$ kHz)	61
Figura 4.1.9	– Espectro de Frequência dos Sinais Multiplexados. ($f_s = 7,5$ kHz)	62
Figura 4.1.10	– Espectro de Frequência dos Sinais Multiplexados. ($f_s = 12,5$ kHz)	63
Figura 4.1.11	– Erro de Estimativa da Posição pelo ATO com Polos Lentos. ($f_s = 2,5$ kHz)	64

Figura 4.1.12 – Erro de Estimativa da Posição pelo ATO com Polos Lentos. ($f_s = 7,5$ kHz)	65
Figura 4.1.13 – Erro de Estimativa da Posição pelo ATO com Polos Lentos. ($f_s = 12,5$ kHz)	66
Figura 4.1.14 – Erro de Estimativa da Posição pelo ATO com Polos Rápidos. ($f_s = 2,5$ kHz)	67
Figura 4.1.15 – Erro de Estimativa da Posição pelo ATO com Polos Rápidos. ($f_s = 7,5$ kHz)	68
Figura 4.1.16 – Erro de Estimativa da Posição pelo ATO com Polos Rápidos. ($f_s = 12,5$ kHz)	69
Figura 4.1.17 – Comparação do Efeito dos Polos no Erro de Posição.	70
Figura 4.1.18 – Comparação do Efeito da Frequência f_r no Erro de Posição.	71
Figura 4.1.19 – Comparação do Erro.	72
Figura A.0.1 – Visão Geral do Sistema.	77
Figura A.0.2 – Simulação do Acionamento da Máquina de Indução Trifásica com SPWM.	78
Figura A.0.3 – Obtenção dos Sinais de Saída do Sensor Resolver.	78
Figura A.0.4 – Diagrama para Variação da Carga no Eixo do Motor.	78
Figura A.0.5 – Sistema de Multiplexação e de Amostragem Síncrona.	79
Figura A.0.6 – Sistema de Estimação da Posição Angular por um ATO Tipo-II.	79

Lista de abreviaturas e siglas

HEV	Veículo Elétrico Híbrido
EV	Veículo Elétrico
FOC	Controle por Campo Orientado
ADC	Conversor Analógico-Digital
A/D	Analógico para Digital
DAC	Conversor Digital-Analógico
D/A	Digital para Analógico
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
DSP	Processador Digital de Sinal
TDM	Multiplexação no Domínio do Tempo
FDM	Multiplexação no Domínio da Frequência
CDMA	Acesso Multiplexado por Divisão de Código
S/H	Amostragem e Retenção
FPGA	Arranjo de Portas Programáveis em Campo
DSP	Processador Digital de Sinal
FFT	Transformada de Fourier Rápida
PWM	Modulação por Largura de Pulso
ATO	Observador de Rastreo Angular

Lista de símbolos

$\longleftrightarrow$	Conectivo bicondicional "Se e somente se"
$f(t)$	Função no domínio do tempo
$F(\omega)$	Função no domínio da frequência
$\mathcal{F}$	Transformada direta de Fourier
$\mathcal{F}^{-1}$	Transformada inversa de Fourier
e	Número de Euler
j	Número Complexo

Sumário

1	Introdução	12
1.1	Importância dos Veículos Elétricos	12
1.2	Máquinas Elétricas Aplicadas a Veículos Elétricos e Híbridos	14
1.3	Sensor Resolver	17
1.4	Sistema de Conversão A/D de Sinais para Acionamentos de Motores	20
1.4.1	Controle Vetorial	20
1.4.2	Conversores Analógico-Digitais	25
1.4.2.1	ADCs com Multiplexadores Analógicos	26
1.4.2.2	Aplicação da Multiplexação no Domínio da Frequência	26
1.5	Objetivos	27
1.5.1	Objetivo Geral	27
1.5.2	Objetivos Específicos	28
1.6	Metodologia Básica	28
1.7	Comentários Finais	29
2	Multiplexação Aplicada a ADCs	30
2.1	Transformada de Fourier	30
2.1.1	Propriedades da Transformada de Fourier	31
2.1.1.1	Propriedade da Simetria	31
2.1.1.2	Propriedade da Linearidade	31
2.1.1.3	Propriedade Escalar	32
2.1.1.4	Propriedade do Deslocamento em Frequência	32
2.1.1.5	Propriedade do Deslocamento no Tempo	33
2.1.1.6	Propriedade da Diferenciação e Integração no Domínio do Tempo	33
2.1.1.7	Propriedade da Diferenciação no Domínio da Frequência	34
2.1.1.8	Propriedade da Convolução	34
2.1.2	Teorema da Amostragem	35
2.2	Multiplexação no Domínio do Tempo	36
2.2.1	Multiplexadores Analógicos Aplicados a ADCs	36
2.3	Multiplexação no Domínio da Frequência	38
2.4	Comparação entre Multiplexação no Domínio do Tempo e da Frequência	39
2.5	Aplicação de Multiplexação no Domínio da Frequência em Acionamento de Motores	40
2.6	Limitações da Multiplexação no Domínio da Frequência	40

3	Sistema de Multiplexação Proposto	42
3.1	Sistema de Multiplexação	44
3.1.1	Análise dos Espectros de Frequência dos Sinais	45
3.1.2	Aplicação da Técnica FDM em Controle Vetorial	46
3.2	Demultiplexação da Corrente	47
3.3	Demultiplexação da Posição Angular	51
4	Resultados	55
4.1	Resultados de Simulação	55
	Conclusão	73
	Referências	74
	Apêndices	76
	APÊNDICE A Diagramas da Simulação	77

1 Introdução

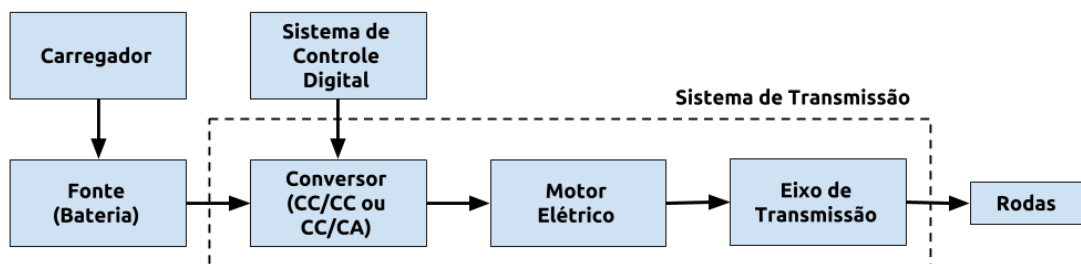
Atualmente, as aplicações de alta-performance para o controle de motores elétricos necessitam, tradicionalmente, de um sensor de posição ou de velocidade para realizar o fechamento da malha de controle. Existem também vários métodos e os mais recentes algoritmos disponíveis que eliminam a necessidade de um sensor físico, porém, a maioria dessas aplicações não atingem a performance e a confiabilidade necessárias para as suas implementações em alta-performance (Texas Instruments [TIDA-01507], 2018; Texas Instruments [TIDA-01527], 2018; HUSAIN, 2003), como aplicações de acionamento de motores para veículos elétricos híbridos (HEV) e veículos elétricos (EV), e acionamento de motores e servomotores em aplicações industriais.

1.1 Importância dos Veículos Elétricos

Os automóveis já são partes do dia-a-dia dos seres humanos, mas também representam uma das maiores parcelas da poluição urbana que contribuem para o efeito estufa no século XXI. O número de automóveis no mundo cresceu cerca de 30% entre 2003 e 2015, totalizando aproximadamente 1.3 bilhão (STATISTA, 2015; HUSAIN, 2003).

Esta preocupação com a poluição aliada com o temor de uma crise energética devido a escassez do petróleo fez com que a comunidade internacional, principalmente as indústrias, focasse seu esforço no desenvolvimento de veículos com baixa emissão ou mesmo sem emissão de carbono na atmosfera, em contrapartida dos convencionais veículos movidos à combustão interna (HUSAIN, 2003). A figura 1.1.1 representa o sistema de um EV de forma geral, apresentando seus componentes mais importantes, como conversor, motor elétrico, controlador e fonte.

Figura 1.1.1 – Visão Geral do Sistema de um Veículo Elétrico.



Fonte: Adaptado de (HUSAIN, 2003).

De acordo com Husain (2003), os veículos elétricos podem representar um meio de transporte totalmente limpo, eficiente e ecologicamente correto desde que sejam movidos a motores de alta-performance, possuam controladores de alto desempenho e tenham uma

fonte de energia alternativa e renovável, pois os veículos elétricos não possuem liberação de dióxido de carbono na atmosfera e os veículos híbridos possuem uma baixa emissão de poluentes.

Deste modo, com a crescente popularidade de HEV e EV, há a necessidade do aprimoramento do acionamento dos motores elétricos para aumentar a eficiência desses automóveis, fazendo com que se aumente a autonomia de bateria dos EV ou se reduza o consumo de combustível dos HEV ([Texas Instruments \[TIDA-01507\], 2018](#); [HUSAIN, 2003](#)). Além disso, há também o aumento do conforto e da confiabilidade dos motoristas com melhoras significativas nos atuadores dos veículos, substituindo-se os atuadores hidráulicos pelos atuadores elétricos.

Segundo [Husain \(2003\)](#), a vasta maioria dos EV desenvolvidos atualmente possuem um motor de corrente contínua (CC), motor de indução, ou motor síncrono de ímã permanente. Porém, devido as vantagens dos motores de corrente alternada (CA), as máquinas CC estão entrando em desuso no setor automobilístico.

As vantagens das máquinas de indução são a pouca necessidade de manutenção e custo baixo, porém são pouco utilizadas para aplicações de altíssimas velocidades devido ao seu tamanho e peso. Por outro lado, as máquinas síncronas de ímã permanente possuem excelente performance e alta densidade de potência fazendo com que sejam uma das melhores soluções para aplicações em EV, porém, esses motores possuem um custo muito elevado. Deste modo, uma motor com alta densidade de potência e baixo custo seria a opção ideal, isto pode ser atingido utilizando máquinas de relutância chaveada. Contudo, o alto ruído sonoro desses motores o fazem inviáveis para aplicações em EV. Portanto, o design de um EV considera os aspectos mecânicos e térmicos das máquinas a serem utilizadas para tração juntamente com as características eletromagnéticas.

O funcionamento de um motor CA em um EV é a partir de uma unidade central de processamento otimizada para aplicações de eletrônica de potência que controla a conversão da tensão CC disponível pelas baterias em uma tensão CA de amplitude e frequência variável para manter o veículo em seu ponto de operação desejado ([HUSAIN, 2003](#)).

Devido a problemática das baterias em EV, várias empresas automobilísticas começaram a desenvolver automóveis híbridos, HEV, como as empresas Japonesas *Toyota*, *Honda* e *Nissan*, com seus automóveis *Prius*, *Insight* e *Tino* respectivamente ([GARNET, 2017](#); [MINEBEAMITSUMI, 2017](#)). Como esses veículos não são completamente elétricos e utilizam um motor de combustão interna ainda existe a liberação de gases poluentes ao meio ambiente, porém, em menor quantidade que veículos movidos a motores de combustão interna apenas.

Além dos automóveis tradicionais encontrados nas ruas, os veículos elétricos vêm

sendo utilizados amplamente na indústria e no comércio, locais onde a carga da bateria não seja um empecilho para a sua operação. Alguns exemplos de aplicação de EV são veículos de aeroportos, tanto para traslado de passageiros quando suporte terrestre aos aviões, veículos recreativos como carros de golfe e de parque de diversão, veículos de operação em indústria, como empilhadeiras, alguns caminhões e para traslado dentro de parques industriais, veículos para pessoas com deficiências, e também locomotivas elétricas que, apesar de serem conectadas diretamente a linhas de distribuição ou transmissão, são em seu princípio veículos elétricos.

1.2 Máquinas Elétricas Aplicadas a Veículos Elétricos e Híbridos

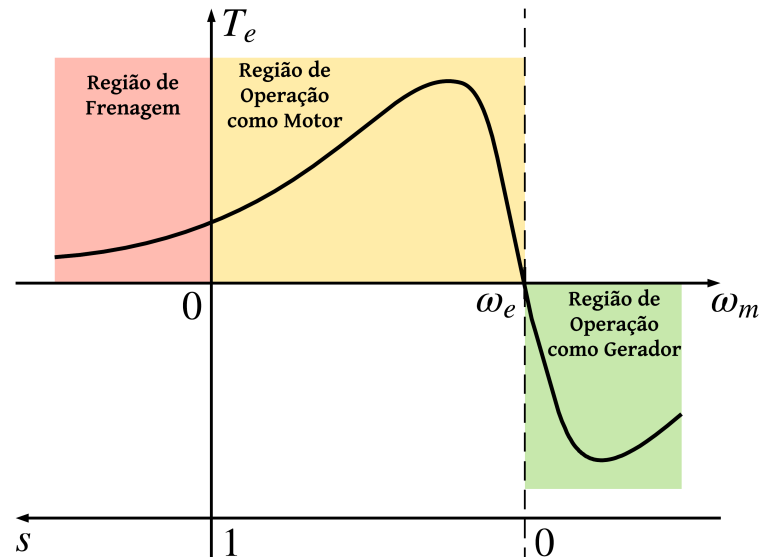
A máquina elétrica entrega a potência ou torque processado para o eixo de transmissão de forma a impulsionar o veículo. A máquina também processa o fluxo de potência quando o veículo entra no estado de frenagem regenerativa, convertendo energia mecânica das rodas em energia elétrica para as baterias. Segundo [Husain \(2003\)](#), o termo "motor" é utilizado para máquinas elétricas que convertem energia elétrica em energia mecânica, quando o inverso ocorre, utiliza-se o termo "gerador" para denominar a máquina elétrica. Ou seja, durante a aceleração de um EV, a máquina está operando como motor e, durante a frenagem, ela opera como gerador.

As máquinas elétricas podem ser divididas de acordo com o tipo de sua alimentação, CC ou CA. De acordo com [Husain \(2003\)](#), no início dos protótipos de veículos elétricos, na década de 80, utilizou-se predominantemente motores CC, devido a facilidade de controle (linearidade), controle independente do torque e do fluxo e o avanço desse motor nesta época. Porém, devido ao tamanho, peso e a necessidade da constante manutenção desse motor, como em suas escovas, baixa velocidade máxima, alta interferência eletromagnética, e baixa eficiência, o motor CC foi sendo substituído pelo motor CA, não apenas no setor automobilístico, mas em toda a indústria.

Atualmente, os veículos elétricos usam predominantemente os motores CA, como motores de indução, motores de ímã permanente e motores de relutância chaveada. Além do mais, considera-se que o motor de indução já é uma tecnologia consolidada, devido às várias pesquisas relacionadas ao seu acionamento e a sua manufatura realizadas nos últimos 50 anos, também devido a introdução de processadores digitais de sinal (DSP) no últimos anos que facilitaram a implementação das técnicas de controle nesses motores, sendo estas mais complexas que dos motores CC. O advento do controle vetorial, ou controle por campo orientado (FOC), permitiu que se pudesse controlar motores CA da mesma forma que motores CC ([HUSAIN, 2003](#)), apresentado em maiores detalhes na subseção 1.4.1. A característica de torque e velocidade do motor de indução é apresentada na figura 1.2.1, o que permite observar a adequação deste motor para aplicações em veículos elétricos e

híbridos.

Figura 1.2.1 – Característica de Torque e Velocidade em Regime Permanente de um Motor de Indução.



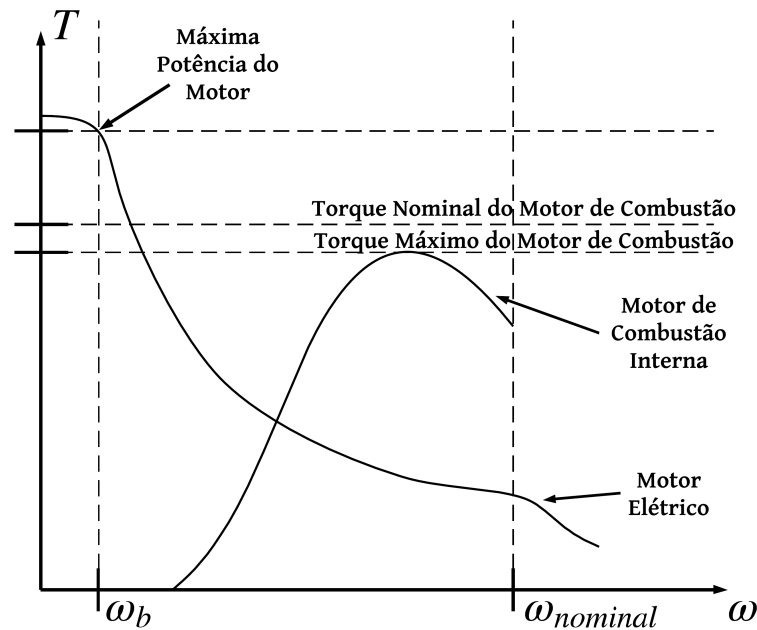
Fonte: Adaptado de (HUSAIN, 2003).

Husain (2003) apresenta que o competidor direto do motor de indução é o motor de ímã permanente. O motor de ímã permanente CA possui ímãs no rotor, enquanto o estator seria igual ao de um motor de indução. O motor de ímã permanente pode ser classificado como tipo senoidal ou trapezoidal, dependendo da distribuição do fluxo no entreferro. Os motores de ímã permanente trapezoidais possuem enrolamentos trifásicos concentrados e também são conhecidos como motores CC *brushless* (sem escovas).

Apesar do motor de ímã permanente também ser acionado por inversor com três braços, seu controle é relativamente mais simples que o do motor de indução. A grande vantagem do motor de ímã permanente é sua alta densidade de potência, porém, esses ímãs possuem um custo muito elevado, dificultando o uso desse tipo de motor em aplicações que requerem motores de alta potência, como em EV's. Logo, motores de ímã permanente são bastante utilizados em HEV's, pois requerem motores de menor tamanho que veículos puramente elétricos.

Por último, o motor mais adequado para aplicações em EV e HEV é o motor de relutância chaveada, pois são bastante robustos, tem alta tolerância contra falhas, possuem uma manufatura bastante simples e possuem menor custo que os motores de ímã permanente. Além do mais, por não possuírem enrolamentos, ímãs ou gaiolas no rotor, estes possuem maior torque e inércia que os outros motores CA. Também possuem a característica torque-velocidade mais adequada para aplicações automobilísticas, além de uma excelente performance. Contudo, devido ao ruído sonoro elevado e ao *ripple* no torque ainda são pouco utilizados em EV e HEV (HUSAIN, 2003).

Figura 1.2.2 – Características de Torque e Velocidade de um Motor Elétrico e um Motor de Combustão Interna.



Fonte: Adaptado de (HUSAIN, 2003).

Para se comparar as características dos motores elétricos com os motores de combustão interna, Husain (2003) afirma que apenas uma comparação por potência nominal seria injusta, uma vez que a potência nominal de um motor elétrico é a potência que o mesmo pode fornecer por um tempo indeterminado, enquanto a potência nominal de um motor de combustão interna seria a potência máxima que o motor consegue alcançar em teoria. A figura 1.2.2 mostra a comparação entre o motor elétrico e o motor de combustão interna.

Além disso, os motores elétricos conseguem fornecer cerca de duas a três vezes a sua potência nominal de forma instantânea, fazendo com que possuam uma potência muito elevada para a aceleração e consigam fornecer torque máximo, geralmente duas vezes o torque nominal, em velocidade zero. O torque máximo pode ser mantido por cerca de 60 a 90 segundos. A potência máxima e a nominal de um motor elétrico é determinada quando o motor sai da região de torque constante para a região de potência constante, ou seja, quando ele entra a sua velocidade base e quando atinge o limite de tensão da fonte. A velocidade nominal do motor elétrico geralmente se encontra no final da região de potência constante, enquanto em motores de combustão interna, a potência máxima e o torque máximo ocorrem ao mesmo tempo (HUSAIN, 2003).

As características mais importantes ao se escolher, ou projetar, um motor de EV ou HEV são a flexibilidade no controle do acionamento do motor, a robustez, a alta eficiência e baixo ruído sonoro. Sendo que o acionamento do motor deve ser capaz de suportar

as flutuações de tensão da fonte, como frenagem regenerativa ou descarregamento das baterias, além disso, o motor deve possuir fácil manufatura e não ter custo tão elevado (HUSAIN, 2003).

De forma mais específica, Husain (2003) também determina que a máquina elétrica deve possuir alta tolerância a faltas, elevada razão entre torque e inércia, torque máximo cerca de 200 a 300% o torque nominal, elevada razão entre potência e peso, alta velocidade de rotação, fácil acionamento, baixo ruído sonoro, baixa interferência eletromagnética, necessitar pouca manutenção, baixo custo, e uma grande região de potência constante.

1.3 Sensor Resolver

Para garantir a confiabilidade do FOC é necessário um sensor de posição do rotor, como encoder de quadratura, encoder incremental ou sensores de efeito Hall. Um encoder é um aparelho óptico que utiliza um disco de vidro inscrito com várias linhas finas, sendo o número de linhas diretamente relacionado com a resolução e a precisão do sensor. Um encoder incremental produz pulsos em sua saída de acordo com a rotação do eixo da máquina. A maior desvantagem deste sensor é que ao haver alguma falha na alimentação do sensor, a informação de posição é perdida. A desvantagem dos encoders em geral é que são muito sensíveis a ambientes severos, baixa confiabilidade, e o tamanho do sensor quando se necessita de alta resolução e precisão (MOOG, 2004).

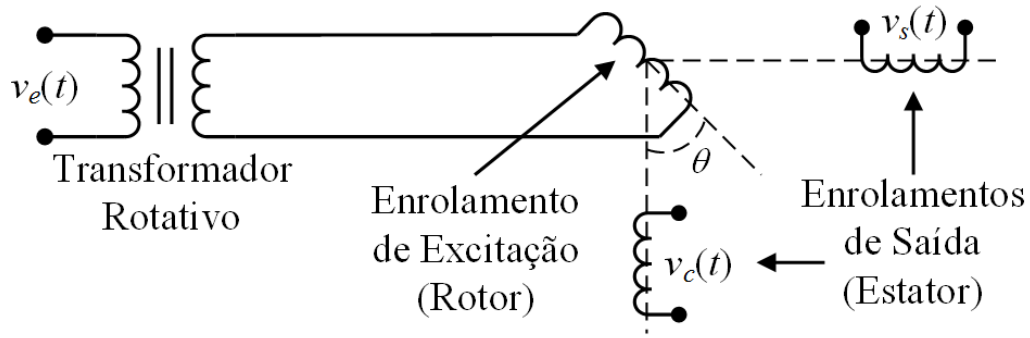
Em contrapartida aos encoders, MOOG (2004) diz que o resolver é um transformador eletromecânico que tem uma saída de tensão analógica proporcional a posição do eixo do motor, fornecendo assim a informação absoluta da posição do rotor mesmo após falhas elétricas. As vantagens do resolver é que ele pode ser facilmente incorporado em aplicações que necessitam da medição da posição angular e que a parte eletrônica pode ser instalado distante da parte instrumentada. As únicas desvantagens deste sensor é que necessitam de uma tensão de alimentação CA e que sua saída precisa passar por um ADC para interfacear com sistemas digitais.

Deste modo, o resolver é um dos sensores de posição angular mais utilizados, principalmente na indústria automotiva, devido a sua confiabilidade, mesmo em ambientes severos (onde há poeira, óleo, alta temperatura, choques mecânicos e vibração), robustez, desempenho e sua saída radiométrica, que é proporcional a tensão de alimentação do sensor, eliminando ruídos do modo comum, além de estar sendo utilizado na indústria para medição da posição do eixo de motores a mais de 50 anos (Texas Instruments [TIDA-01507], 2018; Texas Instruments [TIDA-01527], 2018; MOOG, 2004).

De acordo com MOOG (2004), García (2015), o resolver consiste de um rotor cilíndrico com um enrolamento no rotor e dois no estator em quadratura, ou seja, é um sensor de posição rotativo analógico que se baseia no princípio de uma máquina bifásica. A

função do resolver é de decompor um vetor em seus componentes. O método de obtenção direta do ângulo a partir de um resolver é o seguinte: Alimenta-se o enrolamento do rotor com um sinal CA, equação 1.1, e as saídas são observadas nos dois enrolamentos secundários, localizados no estator, equação 1.2 e equação 1.3. Ambos os sinais de saída são semelhantes ao sinal de entrada, apenas com suas amplitudes moduladas pelo seno e pelo cosseno do ângulo de posição do eixo do motor.

Figura 1.3.1 – Circuito Equivalente de um Sensor Resolver.



Fonte: Adaptado de (GARCÍA et al., 2017).

O equacionamento do sensor resolver está apresentado abaixo.

$$v_e = A_r \cdot \text{sen}(\omega_r t) \quad (1.1)$$

$$v_s = K_r \cdot v_e \cdot \text{sen}(\theta) \quad (1.2)$$

$$v_c = K_r \cdot v_e \cdot \text{cos}(\theta) \quad (1.3)$$

Um resolver, apresentado na figura 1.3.1, usa o princípio de um transformador rotativo com um único enrolamento primário e dois enrolamentos secundários posicionados de forma perpendicular um do outro. A tensão de excitação do resolver (v_e) gera um fluxo magnético (ϕ) que é distribuído ao longo dos enrolamentos secundários de acordo com a posição do rotor (θ) (Texas Instruments [TIDA-01507], 2018; Texas Instruments [TIDA-01527], 2018). A equação 1.5 calcula o ângulo do rotor a partir das tensões induzidas nos enrolamentos secundários (v_s e v_c).

$$\frac{\text{sen}(\theta) \cdot v_e \cdot K_r}{\text{cos}(\theta) \cdot v_e \cdot K_r} = \frac{\text{sen}(\theta)}{\text{cos}(\theta)} = \frac{v_s}{v_c} \quad (1.4)$$

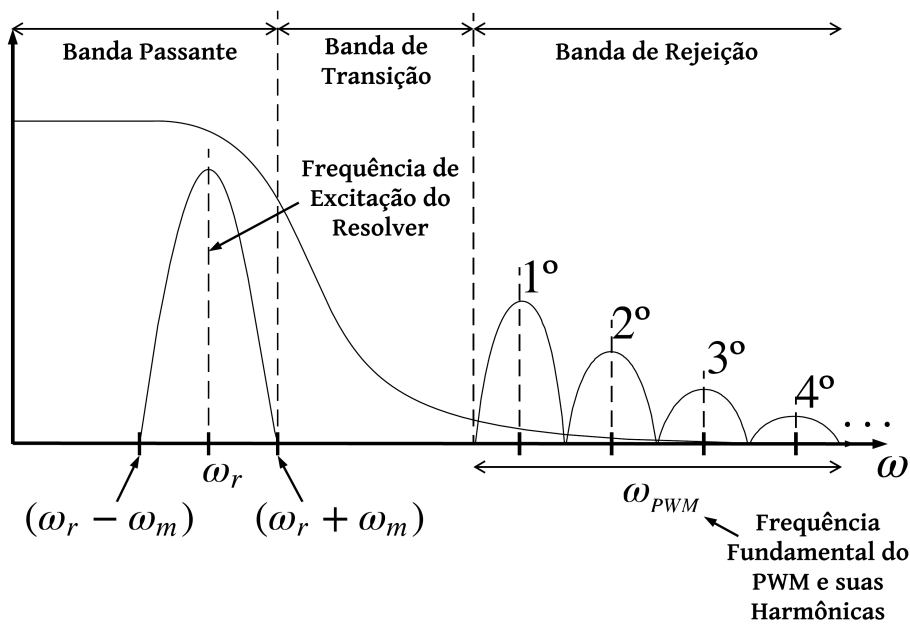
$$\text{tg}(\theta) = \frac{v_s}{v_c} \longrightarrow \theta = \text{arctg}\left(\frac{v_s}{v_c}\right) \quad (1.5)$$

Os sensores resolvers são utilizados em qualquer aplicação que se necessite a transformações das coordenadas de um sistema em outro desejado. Por exemplo, é utilizado

em aplicações aeroespaciais para obter as informações de posição, inclinação e giro da aeronave em um referência na terra. Um resolver é utilizado quando precisa de uma transformação de dois eixos, enquanto se utiliza três resolvers quando precisa de uma transformação de três eixos (MOOG, 2004).

Em geral, os sensores resolver são feitos para operar com tensões de 0,5 até 115 V_{eficaz} com frequência entre 60 Hz até 100 kHz, sendo que os valores mais comuns de operação são de 5 a 26 V_{eficaz} e 400 a 2600 Hz. A tensão de alimentação de um resolver tem a amplitude e frequência limitadas de forma que a corrente de entrada não sature o material ferromagnético. Ou seja, quando se dobra a frequência da tensão de entrada, a amplitude da mesma também tem de ser dobrada. Porém, operações com frequências muito maiores do que a estipulada podem ocasionar em degradação do sensor (MOOG, 2004).

Figura 1.3.2 – Espectro de Frequência das Saídas do Sensor Resolver.



Fonte: Adaptado de (Texas Instruments [TIDA-01527], 2018).

A figura 1.3.2 apresenta o espectro de frequência da saída do sensor resolver. Nesta imagem, considera-se que o resolver é alimentado por uma fonte chaveada controlada para obter a frequência variável de excitação do resolver. Deste modo, há a presença das componentes múltiplas da frequência de chaveamento no sinal de saída do sensor, as quais precisam ser filtradas para obter a fundamental da frequência de excitação do sensor resolver. Observa-se também nesta figura que a faixa de frequência da saída do sensor resolver é centrada na frequência de excitação, com a sua largura variando de acordo com a frequência angular da máquina, logo, os sinais de saída do sensor resolver são bastante estreitos.

O entendimento do espectro da saída de um sensor resolver é muito importante. Cada enrolamento secundário do resolver gera um sinal de amplitude modulada com um índice de modulação $m = 2$, logo sobremodulação. Deste modo, quando o resolver está fixo em um determinado ângulo, seu espectro de frequência apresenta apenas um ponto na frequência de excitação do sensor, exceto quando a saída tem a sua amplitude igual a zero, que ocorre a cada 180° . Quando o rotor está rotacionando a uma determinada frequência angular, então o efeito da sobremodulação inibe completamente a frequência da portadora (frequência de excitação) (Texas Instruments [TIDA-01527], 2018). Portanto, deve-se levar em consideração essas duas situações quando se utiliza os sinais de um sensor resolver para uma aplicação relacionada a posição angular de um rotor.

A resposta em frequência do sensor resolver é semelhante ao de um transformador com alta reatância de fuga, com atenuação do sinal abaixo de 100 Hz e com alto ganho entre 10 kHz e 100 kHz (MOOG, 2004). Além do mais, o sinal de excitação do resolver deve ser devidamente escolhido de forma que o mesmo não seja muito próximo da frequência de chaveamento dos inversores utilizados, pois isto facilita filtrar o sinal de saída do sensor apenas utilizando um filtro passa-baixa, reduzindo a interferência no sinal do resolver e aumentando a confiabilidade no dado de posição (Texas Instruments [TIDA-01527], 2018).

1.4 Sistema de Conversão A/D de Sinais para Acionamentos de Motores

Existem três critérios que são os principais aos se escolher os sistemas de amostragem de dados simultâneos: a velocidade, a resolução e o número de canais (entradas). Esses critérios são fundamentais nas maiorias das aplicações de aquisição de dados, desde osciloscópios até *dataloggers*. Para realizar essa amostragem dos dados analógicos há diferentes arquiteturas empregadas que afetam como esses dados devem ser interpretados em relação a sua aplicação, influenciando diretamente no número de canais de um conversor analógico-digital (ADC) que podem ser amostrados, na velocidade dessa amostragem e na precisão dos dados (National Instruments, 2015).

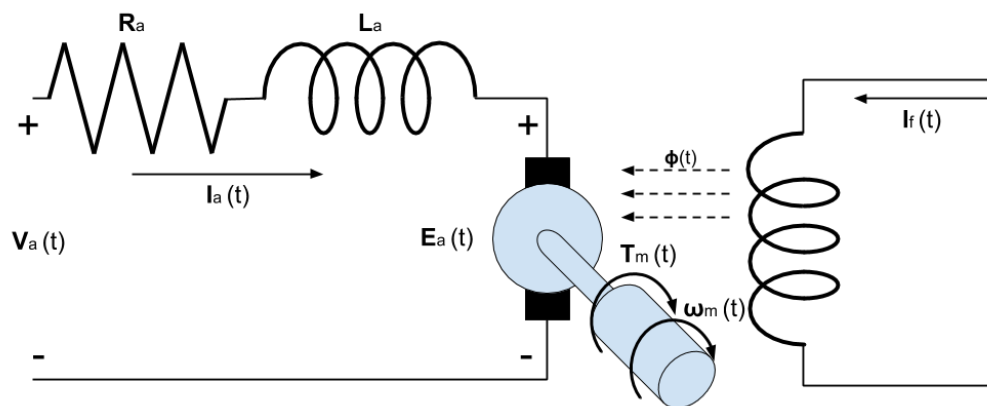
1.4.1 Controle Vetorial

Ao se desenvolver um controle de uma máquina elétrica CA, o controle escalar é, de certa forma, mais simples de se implementar, porém o efeito do acoplamento inerente em que ambos o torque e o fluxo são funções da tensão, ou corrente, e da frequência faz com que o sistema tenha uma resposta lenta e seja facilmente instável, devido ao efeito de um sistema de quinta-ordem (BOSE, 2002; HUSAIN, 2003). De forma mais clara, o torque é aumentado ao se incrementar o escorregamento, enquanto o fluxo tende a diminuir, essa queda do fluxo, a qual já tem uma resposta lenta, é compensada por um laço de controle

de fluxo, que é lento, aumentando a tensão. Essa queda temporária do fluxo reduz a sensibilidade do torque em relação ao escorregamento e atrasa ainda mais o tempo de resposta (BOSE, 2002).

Deste modo, Bose (2002), Husain (2003) propõe utilizar o controle vetorial, ou controle por campo orientado¹, do inglês *field-oriented control* (FOC). Este método de controle permite controlar motores CA como se fossem um motor CC de excitação independente.

Figura 1.4.1 – Circuito Equivalente de um Motor CC de Excitação Independente.



Fonte: Adaptado de (BOSE, 2002).

Para se alcançar os requisitos de alta-performance de aplicações em HEV e EV, geralmente, implementa-se métodos de controle como o controle por campo orientado nos motores síncronos e de indução. As vantagens do FOC é sua excelente resposta dinâmica na aceleração e desaceleração do motor, operação suave em toda a extensão de velocidade suportada pelo veículo e produz torque máximo em velocidade nula, fazendo com que seja o melhor método de controle na área dos automóveis, como inversores de tração², onde a resposta dinâmica do sistema influencia diretamente na experiência do motorista ao dirigir (Texas Instruments [TIDA-01507], 2018; BOSE, 2002; HUSAIN, 2003).

Husain (2003) também afirma que a variável mais importante em aplicações que requerem o controle de velocidade e posição de máquinas é o torque, uma vez que o torque nunca é medido diretamente, estimadores de torque no modelo da máquina são utilizados para gerar o comando das correntes. Além do mais, o controle vetorial em motores de indução permite a máquina realizar mudanças do torque em forma de degrau, variando de um

¹ Segundo Husain (2003), o controle vetorial se refere ao controle da magnitude e dos ângulos fasoriais dos componentes do rotor e do estator críticos a esse tipo de controle. O termo controle por campo orientado é utilizado em um caso especial de controle vetorial quando o ângulo espacial entre os componentes críticos do rotor e do estator é igual a 90°. Porém, Bose (2002) utiliza como sinônimo o termo controle por campo orientado para controle vetorial.

² O termo "inversores de tração" é uma tradução livre do inglês do termo "traction inverters" encontrado em (HUSAIN, 2003).

estado de regime permanente para outro estado também em regime permanente de forma instantânea, que aumenta drasticamente o desempenho da dinâmica do acionamento do motor.

O princípio de funcionamento do FOC é o desacoplamento do fluxo magnético e do torque em dois componentes que podem ser analisados como vetores. Este método de controle é bastante complexo e requer que várias transformações matemáticas sejam realizadas muito rapidamente, além disso, é necessário determinar a posição do rotor utilizando um sensor, como o resolver, ou métodos de predições da posição para o laço do controle (Texas Instruments [TIDA-01507], 2018).

Idealmente, um motor de indução com controle vetorial opera como um motor CC de excitação independente, apresentado na figura 1.4.1. Assim, desconsiderando o efeito da reação de armadura e a saturação do campo, o torque desenvolvido por uma máquina CC é dado pela equação 1.6, em que K_t' é uma constante que depende das características construtivas da máquina, I_a representa a corrente de armadura e I_f a corrente de campo.

$$T_e = K_t' \cdot I_a \cdot I_f \quad (1.6)$$

Em uma máquina de corrente contínua o fluxo do campo, Φ_f , que é produzido pela corrente de campo, I_f , é perpendicular ao fluxo de armadura, Φ_a , que por sua vez é gerado a partir da corrente de armadura, I_a . Ou seja, Φ_f e Φ_a são dois vetores espaciais, do inglês *space vector*, estacionários no espaço e ortogonais por natureza. Deste modo, o torque é então controlado pela corrente de armadura, enquanto o fluxo do campo não é afetado, alcançando uma resposta transitória rápida e uma alta razão entre o torque e a corrente com o fluxo de campo nominal. Uma máquina de indução não consegue alcançar, geralmente, a mesma velocidade de resposta de uma máquina CC devido ao seu problema de acoplamento magnético inerente (BOSE, 2002; REGINATTO, 1993).

O entendimento do controle de uma máquina CA como uma máquina CC parte a partir da modelagem do motor CA em um sistema de coordenadas do plano de referência rotacional síncrona³, em que as variáveis senoidais aparecem como níveis CC em regime permanente. Este sistema do plano de referência rotacional síncrona consiste em referenciar as variáveis do sistema trifásico em um sistema de coordenadas de dois eixos em quadratura e um eixo de sequência zero (BOSE, 2002; REGINATTO, 1993).

Reginatto (1993) simplifica o entendimento dessa modelagem esclarecendo que, considerando que o motor é alimentado por tensões simétricas, essa mudança das variáveis para este novo sistema de coordenadas seria substituir o enrolamento trifásico do motor CA por um enrolamento bifásico que produza exatamente a mesma distribuição de fluxo.

³ Para realizar essa modelagem, é necessário aplicar a transformada $dq0$ (do inglês *direct-quadrature-zero transformation*), que converte um sinal trifásico para os eixos direto, de quadratura e o zero de um sistema rotacional, o qual rotaciona na velocidade síncrona da máquina.

Esse enrolamento bifásico é posicionado em quadratura e referenciado pelos eixos direto e de quadratura. Segundo [Husain \(2003\)](#), nesse sistema de coordenadas gerado a partir da transformada $dq\theta$, há a transformação as variáveis trifásicas de um motor, no sistema abc , para um sistema equivalente bifásico que rotaciona na velocidade síncrona no plano de referência.

Considerando-se um sistema composto de um motor de indução alimentado por um inversor, o qual é controlado a partir do FOC, este possui como entrada duas variáveis de controle, as correntes i_{ds}^* e i_{qs}^* , as quais são respectivamente a componente do eixo direto e a componente do eixo de quadratura da corrente do estator no sistema de coordenadas dq . No controle vetorial, [Bose \(2002\)](#) apresenta que i_{ds} é análogo a I_f e i_{qs} a I_a de uma máquina CC. Deste modo, o torque de uma máquina de indução pode ser expresso como a equação 1.7.

$$T_e = K_t' \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} \quad (1.7)$$

Este controle da máquina de indução como máquina CC só é possível se a corrente do estator do eixo direto estiver orientada na direção do fluxo do rotor e perpendicular a corrente do eixo de quadratura ([BOSE, 2002](#); [HUSAIN, 2003](#)). Deste modo, quando a variável de entrada i_{qs}^* é controlada, ela afeta apenas a corrente i_{qs} e não influencia no fluxo do rotor da máquina. Do mesmo modo, quando i_{ds}^* é alterado, controla-se apenas o fluxo do rotor e não a componente em quadratura da corrente.

De forma geral, o controle por campo orientado é feito de acordo com a figura 1.4.2, em que a máquina é representada no sistema de coordenadas do plano de referência rotacional síncrona. Na figura 1.4.2, a variável de controle é a velocidade do rotor da máquina, o sistema de modulação do conversor CC/CA recebe as variáveis de comando i_a^* , i_b^* e i_c^* para gerar as correntes i_a , i_b e i_c . Desse modo, por meio da transformada $dq\theta$ e de sua inversa as correntes trifásicas geradas pelo inversor são então convertidas para os eixos direto, quadratura e zero, fazendo com que as correntes i_{ds}^* e i_{qs}^* de entrada correspondam as correntes i_{ds} e i_{qs} nos terminais de entrada da máquina. Além do mais, a multiplicação pelo vetor unitário, realizada no bloco "Cálculos do Controle Vetorial" garante o alinhamento da direção de i_{ds} com o fluxo do rotor e que i_{qs} seja perpendicular a ele.

Deste modo, os requerimentos para o controle instantâneo do torque é a possibilidade de controlar a corrente de armadura, um fluxo de campo capaz de ser controlado ou mesmo constante, e a ortogonalidade espacial entre a força magnetomotriz do estator e do rotor. Se esses três requisitos forem satisfeitos em qualquer instante de tempo, o controle instantâneo do torque é possível. Para motores CC e motores sem escovas de ímã permanente, estes dois últimos requerimentos são cumpridos devido a presença dos comutadores e escovas, e sensores de posição e o chaveamento de inversores. Já para motores de indução e motores de ímã permanente senoidais, esses requisitos são satisfeitos através do uso de transformadas, como a $dq0$. Ressalta-se também que a armadura das máquinas é o componente que recebe a maior parcela da corrente, assim, o controle da corrente de armadura é realizado através de reguladores de corrente, como reguladores por histerese ou um controlador PI (HUSAIN, 2003).

1.4.2 Conversores Analógico-Digitais

Devido a rápida evolução de circuitos digitais integrados, houve um avanço considerável em sistemas de processamento digital de sinais. Esses circuitos integrados estão presentes em uma enorme gama de aplicações no domínio contínuo do tempo, como som, imagiologia médica, sonares, radares, instrumentação, eletrodomésticos, e telecomunicação. Esta aquisição de dados é feita a partir de componentes essenciais para o processamento de sinais, os conversores analógico-digitais, do inglês *analog-to-digital converters* (ADC). Os ADCs são utilizados em qualquer aplicação que envolve a aquisição de dados analógicos, contínuos, por sistemas digitais, como no caso da leitura de sensores analógicos por microcontroladores, *FPGAs* ou *DSPs*. Walden (1999) afirma que isso é apenas possível devido ao avanço dos ADCs, os quais convertem sinais contínuos no tempo em sinais discretos, de forma binária.

Para realizar um controle de uma aplicação que requer alto desempenho e robustez, como veículos elétricos e híbridos, geralmente se utiliza o controle vetorial indireto e um sensor resolver para obter a posição do eixo do motor do automóvel. Portanto, para realizar este tipo de controle com uma máquina CA é necessário fazer a aquisição de quatro sinais, dois sinais de corrente estatórica da máquina elétrica e os dois sinais do sensor de posição, resolver. Esses dois sinais de corrente são necessários para se calcular as componentes da corrente de eixo direto e de eixo de quadratura da máquina em que o controle está sendo aplicado e os sinais do resolver são necessários para obter a informação de posição do rotor bem como realizar a transformada $dq0$ das correntes, como apresentado na figura 1.4.2.

Segundo Walden (1999), existem diversos fatores que são levados em consideração para avaliar o desempenho de um ADC: A resolução, a taxa de amostragem, a razão entre o sinal e o ruído (do inglês, *signal-to-noise ratio* [SNR]), a dissipação de potência, e o range dinâmico livre de espúrios. Além disso, considerando ADCs com taxas de amostragem

variando de 2 Ms/s até 4 Gs/s, a resolução do ADC reduz em um bit cada vez que a taxa de amostragem dobra, sendo que para valores menores que 2 Ms/s, a resolução é limitada devido ao ruído térmico.

1.4.2.1 ADCs com Multiplexadores Analógicos

Para se otimizar o custo de uma aplicação de aquisição de dados em um sistema contínuo no tempo, faz-se o uso de técnicas como a multiplexação de sinais, de forma que se consiga utilizar um mesmo ADC para a amostragem de mais de um sinal analógico. Para [Lathi \(1968\)](#), [National Instruments \(2015\)](#), uma técnica inicial de multiplexação seria a multiplexação no domínio do tempo, do inglês *time-division multiplexing* (TDM). O TDM separa os sinais no tempo, sendo que em cada amostragem do ADC há a amostragem de um sinal contínuo diferente, o que ocorre de forma cíclica.

Existem diferentes técnicas para se realizar o TDM, o que é apresentado em maiores detalhes em na seção 2.2, porém, com o avanço da manufatura de ADCs, o mesmo teve uma redução de preço. Isto fez com que o custo quando se usa um ADC com multiplexador analógico para aquisição de sinais e a utilização de um ADC por sinal contínuo é praticamente o mesmo, uma vez que é necessário outros circuitos para condicionar os sinais para o uso de um ADC multiplexado ([National Instruments, 2015](#)).

Além da redução intrínseca da resolução de um ADC em relação a taxa de amostragem, apresentado por [Walden \(1999\)](#), [National Instruments \(2015\)](#) apresenta que a taxa de amostragem de um ADC também é reduzida com a utilização de multiplexadores analógicos em sua entrada, diminuindo-se ainda mais o desempenho de um ADC.

Deste modo, em aplicações que necessitam de um alto desempenho na aquisição e processamento de sinais, é desejável utilizar ADCs com alta resolução e uma taxa de amostragem suficiente para amostrar os dados transitórios do sinal contínuo sem que haja a perda ou distorção de informação no processo.

1.4.2.2 Aplicação da Multiplexação no Domínio da Frequência

Como alternativa a multiplexação no domínio do tempo, surge a multiplexação no domínio da frequência, do inglês *frequency-division multiplexing* (FDM), um método em que os sinais multiplexados estão misturados no domínio do tempo, mas separados no domínio da frequência ([LATHI, 1968](#); [TELECO, 2018](#)). Esse método é visto em maior detalhes na seção 2.3.

Para realizar o FDM é necessário circuitos para modular os sinais de entrada, de forma que estes estejam separados no espectro de frequência ([LATHI, 1968](#)), e um somador para agrupar esses sinais no tempo ([CORDERO et al., 2012](#); [GARCÍA, 2015](#); [GARCÍA et al., 2017](#)). Porém, a maior vantagem deste método para aplicações em controle vetorial

de alto desempenho, como em EVs e HEVs, é que não há a necessidade de circuitos de condicionamento do sinal para se amostrar diversos sinais de entrada simultaneamente. Este tipo de aplicação requer apenas um somador, uma vez que os sinais tanto do sensor resolver quanto das correntes a serem amostradas são naturalmente deslocados no espectro de frequência. Ou seja, com apenas dois ADCs e dois somadores, pode-se realizar a amostragem simultânea de quatro sinais do tempo contínuo para o discreto.

De forma geral, [Lathi \(1968\)](#) estabelece que, teoricamente, um número muito grande de sinais podem ser amostrados simultaneamente utilizando a técnica FDM, desde que todos estejam ocupando seu próprio canal no domínio da frequência. Porém, [García et al. \(2017\)](#) afirma que para evitar a interferência entres os sinais amostrados é necessário ter uma distância suficientemente grande entre os espectros de frequência dos sinais, além disso, é recomendado utilizar altas frequências nos sinais, desde que seja possível essa modulação e que os componentes suportem isto. Ou seja, em aplicações de acionamento de motores, como apresentado em [Cordero et al. \(2012\)](#), [García \(2015\)](#), [García et al. \(2017\)](#), é possível reduzir o número de sinais amostrados pela metade com um mínimo de interferência entre os sinais multiplexados, porém, sem o uso de técnicas de modulação e outros filtros não é possível reduzir para o uso de um único ADC.

A multiplexação no domínio da frequência foi proposta para simplificar o processo de aquisição de sinais, mas a frequência de operação do resolver escolhida em propostas anteriores obtiveram respostas satisfatórias, mas limitadas. Este tema será explicado em maior detalhes no capítulo [2](#).

1.5 Objetivos

A partir do conteúdo citado nessa breve introdução, observa-se que para aplicações de alto desempenho de acionamento de motores, como em veículos elétricos e híbridos, é fundamental que haja uma grande atenção aos sistemas que compõe esse acionamento, desde o motor escolhido, os sensores a serem lidos, a técnica de controle utilizada, até o sistema de aquisição dos dados, uma vez que em sistemas de alto desempenho, falhas não são toleradas e a má otimização do processo leva a custos e redução da eficiência desnecessários.

1.5.1 Objetivo Geral

Portanto, o objetivo geral deste *Trabalho de Conclusão de Curso* é a análise, desenvolvimento e teste de um sistema aprimorado de aquisição de dados dos sensores de correntes estatóricas de um motor trifásico e de seu sensor de posição do eixo, resolver, através da técnica de multiplexação e da demultiplexação no domínio da frequência desses

sinais. Este trabalho é o aprimoramento da técnica apresentada em [Cordero et al. \(2012\)](#), [García \(2015\)](#), [García et al. \(2017\)](#) para acionamento de motores.

1.5.2 Objetivos Específicos

De forma a alcançar o objetivo geral estabelecido neste *Trabalho de Conclusão de Curso*, alguns objetivos específicos foram traçados. Estes objetivos serviram como um norte para o entendimento da temática exposta e para o desenvolvimento deste trabalho.

Os objetivos específicos determinados estão apresentados a seguir:

1. Estudo teórico de técnicas de multiplexação, focando-se no método de multiplexação e demultiplexação no domínio da frequência (FDM);
2. Desenvolvimento teórico das técnicas aprimoradas de modulação e demodulação no domínio da frequência aplicado ao acionamento de máquinas elétricas trifásicas com sensor de posição resolver;
3. Construção e a simulação dos algoritmos de modulação e demodulação no domínio da frequência propostos;
4. Redação do texto do *Trabalho de Conclusão de Curso*, e de artigos para congressos nacionais e internacionais, assim como artigos para revistas.

1.6 Metodologia Básica

O tema proposto deste *Trabalho de Conclusão de Curso* é diretamente relacionado com o tema da tese de doutorado de seu orientador, [García \(2015\)](#), e também os artigos publicados [Cordero et al. \(2012\)](#) e [García et al. \(2017\)](#). Portanto, este trabalho é uma extensão dos trabalhos anteriormente publicados na temática do sistema de aquisição de dados de acionamento de motores trifásicos, mais precisamente o aprimoramento da técnica multiplexação e demultiplexação no domínio da frequência de sinais de correntes estatóricas da máquina elétrica e de seu sensor de posição angular, sensor resolver.

Inicialmente, foi realizado um estudo teórico sobre as técnicas de multiplexação nos domínios do tempo e da frequência, TDM e FDM, respectivamente, para a compreensão da temática do trabalho. Após esse levantamento bibliográfico inicial, foi estudado a aplicação da técnica FDM no acionamento de motores, com enfoque em motores trifásicos instrumentados com sensores de corrente estatóricas e sensor de posição angular de seu eixo, sendo este o resolver.

O próximo passo foi o aprimoramento da técnica de multiplexação e demultiplexação no domínio da frequência apresentada em [Cordero et al. \(2012\)](#), [García \(2015\)](#), [García](#)

et al. (2017), baseando-se no sincronismo entre o sistema de aquisição de dados, a técnica de controle e modulação do inversor trifásico que controla o motor e os sinais do sensor de posição resolver.

Em seguida, a partir do aprimoramento proposto, desenvolveu-se as simulações do algoritmo no ambiente virtual *MATLAB®* e *Simulink®* para verificar a eficácia da técnica proposta e a possibilidade de implementação da mesma.

Por último, após realizado todos as simulações e testes desta técnica, foi efetuada a escrita do *Trabalho de Conclusão de Curso*, e futuramente serão escritos artigos para congressos e revistas como expansão a esse trabalho.

1.7 Comentários Finais

Outras técnicas de multiplexação mais sofisticadas podem ser implementadas para sistemas de aquisição de dados, além do TDM e do FDM, como a técnica de acesso multiplexado por divisão de código, do inglês *code division multiplexing access* (CDMA), o qual utiliza um canal específico de código para espalhar o espectro de frequência de seu respectivo sinal de entrada. Contudo, a técnica CDMA requer moduladores e circuitos para espalhar o espectro de frequência que são mais complexos de serem implementados do que o somador utilizado na técnica FDM.

2 Multiplexação Aplicada a ADCs

A transmissão de sinais de um ponto a outro é algo amplamente estudado na área de engenharia de comunicação, uma vez que aplicações como transmissão de rádio e televisão, comunicação via telefone, comunicação via satélite, controle e monitoramento remoto de sistemas, e telemetria necessitam transmitir ou receber informações.

Segundo [Lathi \(1968\)](#) e [Teleco \(2018\)](#), os sinais podem ser transmitidos de um ponto a outro através de um canal, o qual pode ser da forma de uma linha de transmissão, como um fio telefônico, ou através do espaço aberto por meio de ondas eletromagnéticas. Cada sinal transmitido, geralmente, possui uma largura de banda finita em comparação com a largura de banda do canal que está sendo utilizado, deste modo, a transmissão de apenas um sinal por canal seria considerada um desperdício da banda do canal. Porém, não é possível simplesmente transmitir mais de um sinal por canal diretamente, uma vez que ocorrerá a interferência entre os sinais e tornará impossível a reconstrução dos sinais no receptor. Assim, técnicas de multiplexação devem ser empregadas para se aproveitar ao máximo a largura de banda de cada canal e otimizar as transmissões dos sinais. Estas técnicas são a multiplexação no domínio do tempo (TDM) e a multiplexação no domínio da frequência (FDM).

2.1 Transformada de Fourier

Para se compreender as técnicas de multiplexação, TDM e FDM, a serem apresentadas a seguir nas seções 2.2 e 2.3 respectivamente, é necessário o entendimento de uma ferramenta muito importante no mundo da engenharia, a transformada de Fourier. Esta transformada permite expressar qualquer função em termos de componentes exponenciais de diversas frequências. Desta forma, [Lathi \(1968\)](#) afirma que devido a transformada de Fourier é possível descrever qualquer função de dois modos, no domínio do tempo e no domínio da frequência.

A transformada de Fourier é denotada pela equação 2.1 e a sua transformada inversa é descrita pela equação 2.2, ambas são denotadas como par integral de Fourier.

$$\mathcal{F}[f(t)] = F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (2.1)$$

$$\mathcal{F}^{-1}[F(\omega)] = f(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega \quad (2.2)$$

[Lathi \(1968\)](#) apresenta que há uma certa simetria entre as equações nos dois domínios, uma vez que quando se faz uma operação no domínio do tempo, isso reflete no

domínio da frequência, de mesmo modo, quando realiza esta mesma operação mas no domínio da frequência, há um efeito similar ao anterior, porém no domínio do tempo. Portanto, essa correspondência entre os dois domínios, tempo e frequência, na transformada de Fourier é denotada pela notação apresentada na equação 2.3.

$$f(t) \longleftrightarrow F(\omega) \quad (2.3)$$

A equação 2.3 também estabelece que $F(\omega)$ é a transformada direta de Fourier da função no domínio do tempo $f(t)$ e que $f(t)$ é a transformada inversa de Fourier da função no domínio da frequência $F(\omega)$.

2.1.1 Propriedades da Transformada de Fourier

As técnicas de multiplexação apresentadas nas seções 2.2 e 2.3 só são possíveis de serem implementadas devido as propriedades e teoremas da transformada de Fourier. Essas propriedades são apresentadas a seguir, nos tópicos 2.1.1.1 a 2.1.1.8, e a propriedade mais importante para o TDM está apresentada na subseção 2.1.2.

2.1.1.1 Propriedade da Simetria

A propriedade da simetria, ou dualidade, apresenta que se

$$f(t) \longleftrightarrow F(\omega)$$

então

$$F(t) \longleftrightarrow 2 \cdot \pi \cdot f(-\omega) \quad (2.4)$$

Esta propriedade pode ser observada ao se fazer a transformada de Fourier de uma função *gate* (limitada em frequência), obtendo a função *sampling* (não limitada no tempo), e a transformada de Fourier da função *sampling* é a função *gate*. A propriedade da simetria é verdadeira para qualquer função.

2.1.1.2 Propriedade da Linearidade

A propriedade da linearidade apresenta que se

$$f_1(t) \longleftrightarrow F_1(\omega)$$

$$f_2(t) \longleftrightarrow F_2(\omega)$$

então, para qualquer constantes arbitrárias a_1 e a_2 , a seguinte relação é verdadeira

$$a_1 \cdot f_1(t) + a_2 \cdot f_2(t) \longleftrightarrow a_1 \cdot F_1(\omega) + a_2 \cdot F_2(\omega) \quad (2.5)$$

2.1.1.3 Propriedade Escalar

A propriedade escalar da transformada de Fourier diz que se

$$f(t) \longleftrightarrow F(\omega)$$

então, para uma constante real a , a seguinte relação é verdadeira

$$f(a \cdot t) \longleftrightarrow \frac{1}{|a|} \cdot F\left(\frac{\omega}{a}\right) \quad (2.6)$$

A função $f(a \cdot t)$ representa a função $f(t)$ comprimida na escala do tempo por um fator a . De forma similar, a função $F\left(\frac{\omega}{a}\right)$ representa a função $F(\omega)$ expandido na escala da frequência pelo mesmo fator a . Ou seja, a propriedade escalar da transformada de Fourier representa que uma compressão no domínio do tempo é equivalente a uma expansão no domínio da frequência, sendo o oposto também verdadeiro.

2.1.1.4 Propriedade do Deslocamento em Frequência

A propriedade do deslocamento em frequência da transformada de Fourier, escrita na equação 2.7, é a base para realizar o FDM. Esta apresenta que se

$$f(t) \longleftrightarrow F(\omega)$$

então

$$f(t) \cdot e^{j\omega_0 t} \longleftrightarrow F(\omega - \omega_0) \quad (2.7)$$

Isto representa que um deslocamento de ω_0 no domínio da frequência é equivalente a uma multiplicação por $e^{j\omega_0 t}$ no domínio do tempo, ou seja, a multiplicação de uma função no domínio do tempo por um fator $e^{j\omega_0 t}$ translada todo o espectro de frequência da função $F(\omega)$ de uma distância ω_0 . Esta propriedade também é conhecida como teorema da translação da frequência.

Lathi (1968) afirma que em sistemas de comunicação, em suas várias aplicações, é necessário deslocar um sinal no espectro de frequência, e isto é, geralmente, atingido multiplicando um sinal $f(t)$ por um sinal senoidal, processo conhecido como modulação.

Deste modo, tendo um sinal senoidal de frequência ω_0 , o qual pode ser expresso como a soma de funções exponenciais, fica evidente que a sua multiplicação pelo sinal $f(t)$ faz com que todo o espectro de frequência do sinal se desloque.

Considerando-se a identidade apresentada na equação 2.8

$$f(t) \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) = \frac{j}{2} [f(t) \cdot e^{-j\omega_0 t} - f(t) \cdot e^{j\omega_0 t}] \quad (2.8)$$

e que

$$f(t) \longleftrightarrow F(\omega)$$

Aplicando-se o teorema do deslocamento em frequência em equação 2.8, tem-se a seguinte relação apresentada na equação 2.9

$$f(t) \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) \iff \frac{j}{2} [F(\omega + \omega_0) - F(\omega - \omega_0)] \quad (2.9)$$

Logo, o processo da modulação translada o espectro de frequência de uma função em $\pm\omega_0$. Isto também é conhecido como teorema da modulação.

2.1.1.5 Propriedade do Deslocamento no Tempo

A propriedade do deslocamento no tempo apresenta que se

$$f(t) \longleftrightarrow F(\omega)$$

então

$$f(t - t_0) \longleftrightarrow F(\omega) \cdot e^{-j\omega t_0} \quad (2.10)$$

Portanto, se uma função é deslocada no domínio do tempo em t_0 segundos, então a magnitude do espectro de frequência $|F(\omega)|$ permanece inalterado, enquanto a fase do espectro é alterado de $-\omega t_0$, ou seja, deslocado de t_0 .

2.1.1.6 Propriedade da Diferenciação e Integração no Domínio do Tempo

A propriedade do da diferenciação e integração no tempo apresenta que se

$$f(t) \longleftrightarrow F(\omega)$$

e se a derivada de $f(t)$ existe, então

$$\frac{df(t)}{dt} \longleftrightarrow (j\omega) \cdot F(\omega) \quad (2.11)$$

e, desde que $\frac{F(\omega)}{\omega}$ seja limitado em $\omega = 0$,

$$\int_{-\infty}^t f(\tau) d\tau \longleftrightarrow \frac{1}{j\omega} \cdot F(\omega) \quad (2.12)$$

Portanto, a partir das equações 2.11 e 2.12, observa-se que a diferenciação de uma função no domínio do tempo é equivalente a multiplicar por $j\omega$ no domínio da frequência. E que integração de uma função no domínio do tempo é equivalente a dividir por $j\omega$ no domínio da frequência.

2.1.1.7 Propriedade da Diferenciação no Domínio da Frequência

A propriedade da diferenciação no domínio da frequência estabelece que se

$$f(t) \longleftrightarrow F(\omega)$$

então

$$-jt \cdot f(t) \longleftrightarrow \frac{dF(\omega)}{d\omega} \quad (2.13)$$

sendo que para derivadas de ordem maiores, têm-se a seguinte equação 2.14

$$(-jt)^n \cdot f(t) \longleftrightarrow \frac{d^n F(\omega)}{d\omega^n} \quad (2.14)$$

Isto significa que a diferenciação no domínio da frequência é equivalente a multiplicar por $-jt$ no domínio do tempo.

2.1.1.8 Propriedade da Convolução

O teorema da convolução aplicado a transformada de Fourier, segundo Lathi (1968), é uma das ferramentas mais importantes para análise de componentes em frequência, pois esta facilita a manipulação das equações ao se trabalhar no domínio da frequência.

Considerando-se duas funções, $f_1(t)$ e $f_2(t)$, a seguinte função $f(t)$, que é integral expressa pela equação 2.15, representa a convolução entre estas duas funções.

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(\tau) \cdot f_2(t - \tau) d\tau \quad (2.15)$$

A equação 2.15 também é representada simbolicamente pela equação 2.16.

$$f(t) = f_1(t) * f_2(t) \quad (2.16)$$

Deste modo, tratando-se da transformada de Fourier, pode-se separar o teorema da convolução em teorema da convolução no domínio do tempo e teorema da convolução no domínio da frequência.

Para o **domínio do tempo**, o teorema da convolução se dá da seguinte forma:

Considerando a seguinte relação,

$$f_1(t) \longleftrightarrow F_1(\omega)$$

$$f_2(t) \longleftrightarrow F_2(\omega)$$

então, aplicando-se o teorema da convolução no domínio do tempo, têm-se que

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(\tau) \cdot f_2(t - \tau) d\tau \longleftrightarrow F_1(\omega) \cdot F_2(\omega) = F(\omega) \quad (2.17)$$

ou seja,

$$f(t) = f_1(t) * f_2(t) \longleftrightarrow F_1(\omega) \cdot F_2(\omega) = F(\omega) \quad (2.18)$$

Para o **domínio da frequência**, o teorema da convolução se dá da seguinte forma:

Considerando a seguinte relação,

$$\begin{aligned} f_1(t) &\longleftrightarrow F_1(\omega) \\ f_2(t) &\longleftrightarrow F_2(\omega) \end{aligned}$$

então, aplicando-se o teorema da convolução no domínio do tempo, têm-se que

$$f(t) = f_1(t) \cdot f_2(t) \longleftrightarrow \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(u) \cdot F_2(\omega - u) du = F(\omega) \quad (2.19)$$

ou seja,

$$f(t) = f_1(t) \cdot f_2(t) \longleftrightarrow \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot [F_1(\omega) * F_2(\omega)] = F(\omega) \quad (2.20)$$

Deste modo, pode-se concluir a respeito da propriedade da convolução que a convolução de duas funções no domínio do tempo é equivalente a multiplicação de seus espectros no domínio da frequência. E a multiplicação de duas funções no domínio do tempo é equivalente a convolução de seus espectros no domínio da frequência.

2.1.2 Teorema da Amostragem

Para o entendimento da multiplexação no domínio do tempo, é necessário a compreensão do teorema da amostragem.

Segundo [Lathi \(1968\)](#), o teorema da amostragem é descrito da seguinte forma:

Sendo um sinal limitado em banda que não contém nenhum componente em frequência acima da frequência f_m Hz, logo, este sinal é unicamente determinado por seus valores em intervalos uniformes espaçados menos de $1/(2 \cdot f_m)$.

Este teorema implica que se a transformada de Fourier de uma função $f(t)$ é zero para uma frequência maior que $\omega_m = 2 \cdot \pi \cdot f_m$, então, toda a informação do sinal $f(t)$ está contido nas amostras coletadas em espaços de tempo uniformes espaçados menos que $1/(2 \cdot f_m)$, ou que o sinal seja amostrado em uma taxa maior ou igual a $2 \cdot f_m$ amostras por segundo. Ou seja, o sinal deve ser amostrado pelo menos duas vezes em cada período de seu maior componente frequência para que se obter toda a informação do sinal.

Portanto, tendo que $f_s(t)$ é o sinal amostrado de $f(t)$, que $F_s(\omega)$ é o sinal amostrado de $F(\omega)$ e que $F(\omega)$ seja a transformada de Fourier de $f(t)$, desde que $f(t)$ seja amostrado em intervalos regulares menores que $1/(2 \cdot f_m)$ segundos, gerando $f_s(t)$, $F_s(\omega)$ será uma réplica periódica de $F(\omega)$ e portanto conterà toda a informação de $f(t)$. Logo, $F(\omega)$ pode

ser reconstruído a partir de $F_s(\omega)$ através de um filtro passa-baixa que atenua todas as componentes de frequência maiores que a frequência máxima f_m . Da mesma forma, ao aplicar um filtro passa-baixa, pode-se recuperar $f(t)$ por $f_s(t)$.

Lathi (1968) explica que para evitar a sobreposição em frequência dos sinais amostrados, deve-se respeitar a condição do intervalo máximo de amostragem, também chamado de intervalo de Nyquist, em que $T = 1/(2 \cdot f_m)$.

2.2 Multiplexação no Domínio do Tempo

De acordo com o teorema da amostragem apresentado por Lathi (1968), um sinal que é limitado em banda, ou seja, que não tem componentes de frequência após uma determinada frequência máxima f_m , pode ser especificado por seus valores em instantes de tempo igual a $\frac{1}{2 \cdot f_m}$ segundos. Assim, o sinal pode ser reconstruído completamente apenas a partir da amostragem do sinal nesses instantes de tempo. Deste modo, para transmitir este sinal, apenas é necessário transmitir apenas as amostras do sinal nesses instantes finitos. O canal é então ocupado apenas nesses instantes de tempo, ficando sem sinal no restante do tempo. Durante esse período vazio, pode-se transmitir outros sinais amostrados, entrelaçando-os em um mesmo canal. O receptor pode recuperar os sinais utilizando um detector síncrono.

Neste método, os sinais são trabalhados no domínio do tempo, sendo que cada sinal terá o seu tempo de amostragem, mas todos terão seus espectros de frequência ocupando a mesma frequência e estando misturados. Este método em que os diferentes sinais ocupam diferentes intervalos de tempo de um canal, mas estão todos em uma mesma faixa de frequência é chamado de multiplexação no domínio do tempo, do inglês *time division multiplexing* (TDM).

2.2.1 Multiplexadores Analógicos Aplicados a ADCs

As três principais arquiteturas de conversores analógico-digitais (ADC) no domínio do tempo, segundo National Instruments (2015), são a amostragem com apenas o multiplexador, ou seja, um seletor, a amostragem simultânea utilizando um sistema simultâneo de amostragem e retenção, do inglês *sample and hold* (S/H), e amostragem simultânea com vários ADCs, sendo as duas últimas arquiteturas mais utilizadas.

A arquitetura da amostragem simultânea a partir do S/H é derivada da arquitetura multiplexada. Ao apenas se utilizar o multiplexador e o ADC para amostrar vários sinais de entrada, acaba-se por gerar um atraso entre as amostras, deste modo, aplicando-se um circuito S/H em cada sinal de entrada, reduzindo assim esse atraso de tempo. Este circuito funciona rastreando os sinais de entrada entre os períodos de amostragem, ou seja, um pouco antes de iniciar o rastreamento, o sistema de aquisição dos dados coloca o circuito

S/H no modo de retenção, em que um capacitor em cada entrada irá manter a tensão do sinal constante, em seguida, as entradas são amostradas. Após a amostragem de todos os sinais de entrada, o circuito S/H volta a rastrear os sinais de entrada, esperando pelo próximo comando do sistema de aquisição dos dados para entrar em modo de retenção novamente. Ao se utilizar o método do S/H, os sinais amostrados se mantêm simultâneos mesmo que a amostragem das entradas tenha ocorrido em tempos diferentes ([National Instruments, 2015](#); [GARCÍA et al., 2017](#)).

Esse tipo de arquitetura foi bastante utilizada há 10 anos atrás, quando a implementação de um circuito S/H por canal de entrada do ADC do que a implementação de um ADC por entrada. Com o avanço da tecnologia nos últimos 15 anos, o preço de um ADC de 16 bits, por exemplo, reduziu cerca de 75 por cento. Isto incentivou que a arquitetura utilizando um ADC por entrada fosse mais utilizada, uma vez que para garantir o desempenho dos sistemas utilizando S/H é necessário a implementação de circuitos auxiliares para minimizar os efeitos do tempo de assentamento do S/H, além da redução da taxa de amostragem do ADC, tornando a aplicação de ADCs multiplexados no tempo inviável para se trabalhar com som, vibração, ou mesmo sistemas de gravação de transitório ([National Instruments, 2015](#); [GARCÍA, 2015](#)). Por exemplo, um ADC multiplexado com S/H possui a taxa de amostragem de 100 kS/s e contém oito canais de entrada, deste modo, se todas as entradas forem utilizadas, idealmente a taxa de amostragem cairia para 12,5 kS/s. Porém, devido aos tempos de assentamento do S/H, reduz-se em aproximadamente 30% a taxa de amostragem de cada canal, ficando com cerca de 8,7 kS/s.

Ou seja, idealmente a taxa de amostragem do ADC reduz de acordo com a equação 2.21, em que f_{sinal} é a frequência de amostragem de cada sinal multiplexado, f_{ADC} é a frequência de amostragem do ADC e N é número de sinais a serem multiplexados.

$$f_{\text{sinal}} = \frac{f_{\text{ADC}}}{N} \quad (2.21)$$

De acordo com [National Instruments \(2015\)](#), [García et al. \(2017\)](#), a aplicação de ADCs multiplexados no tempo, com ou sem o circuito S/H, é geralmente otimizada para aplicações em que estejam, na maior parte do tempo, trabalhando em regime permanente e não possuam transitórios muito rápidos, como temperatura, pressão estática, e tensão mecânica estática, uma vez que as desvantagens dessa arquitetura não irá influenciar esses tipos de variáveis. Para se reduzir as distorções causadas ao sinal em ADCs multiplexados no tempo, pode-se adicionar circuitos de filtro para filtrar e melhorar os sinais, porém, aumentando assim o custo total do produto e anulando a razão principal de se utilizar a arquitetura multiplexada em ADCs.

A arquitetura que utiliza um ADC por sinal a ser amostrado permite que o sistema possua uma maior taxa de amostragem por canal, maior precisão durante o transitório e menor complexidade, uma vez que essa arquitetura não necessita um multiplexador para

encaminhar os sinais de entrada e não necessita também de um circuito S/H para realizar a amostragem simultânea. Isto simplifica bastante o caminho do sinal em dispositivos de aquisição de dados, melhorando a amostragem dos dados durante o regime permanente dos sinais e durante o transitório do sinal ([National Instruments, 2015](#)) e reduzindo a interferência causa pela técnica TDM ao recuperar o sinal amostrado ([GARCÍA et al., 2017](#)).

Ao se comparar dois ADCs de mesma resolução, sendo um multiplexado e o outro não (modelos da *National Instruments PCI-6250* e *PCI-6143*, respectivamente), observa-se que quando se utiliza todas as entradas do ADC multiplexado, a taxa de amostragem do ADC sem a multiplexação é o dobro do que o ADC multiplexado, enquanto o valor é apenas 20% maior. Deste modo, para aplicações que requerem uma alta taxa de amostragem e alto desempenho, a melhor opção é utilizar um ADC por sinal a ser amostrado, uma vez que o valor monetário no final não será tão diferente.

Por último, [National Instruments \(2015\)](#) sugere utilizar uma solução em software para aplicações em tempo-real com ADC multiplexados sem o circuito S/H. Esta ideia se baseia na interpolação dos sinais amostrados para adquirir pontos durante os mesmos instantes de tempo. Porém, essa solução só é válida para aplicações que requerem uma taxa de amostragem baixa, os sinais de entrada tem de ser periódicos e não possuem transitórios, e que haja um computador disponível.

2.3 Multiplexação no Domínio da Frequência

Como mencionado anteriormente, a transmissão de um sinal de um ponto a outro utilizando um canal exclusivo é um desperdício do canal. Para se conseguir transmitir vários sinais em um mesmo canal, uma das alternativas é fazer o deslocamento do espectro de frequência dos sinais, de modo que cada sinal ocupe uma faixa de frequência diferente dos outros sinais sem que ocorra a sobreposição das frequências ([LATHI, 1968](#); [GARCÍA, 2015](#)). Este deslocamento pode ser realizado modulando cada sinal e assim permitindo que uma grande quantidade de sinais sejam transmitidos ao mesmo tempo utilizando apenas um único canal ([TELECO, 2018](#)).

[Lathi \(1968\)](#), [García \(2015\)](#) descreve que o espectro de cada sinal deve ser individualmente deslocado de uma certa distância de forma que os sinais não sejam sobrepostos, do inglês "*overlapping*". Deste modo, utilizando filtros específicos é possível o receptor recuperar cada sinal novamente, porém, o sinal com o espectro de frequência deslocado não representa o sinal original, uma vez que sua frequência inicial foi alterada, necessitando assim que para se recuperar o sinal desejado é preciso que o mesmo seja deslocado novamente para a sua frequência original.

No método do deslocamento em frequência, todos os sinais multiplexados estão

misturados no domínio do tempo, porém, no domínio da frequência todos os sinais possuem seus espectros de frequência em determinadas faixas de frequência. Esta técnica em que diferentes sinais compartilham um mesmo canal, mas em frequências diferentes é chamada de multiplexação no domínio da frequência, do inglês *frequency division multiplexing* (FDM).

Além do mais, [Lathi \(1968\)](#) ressalta que o processo da modulação do sinal não apenas permite que os sinais sejam transmitidos simultaneamente, mas também possibilita que os sinais sejam transmitidos de forma efetiva, deslocando-se a frequência de todos os sinais para a frequência desejada faz com que a transmissão e recepção se torne mais fácil, de modo que as antenas envolvidas nesse processo possam ser reduzidas a tamanhos razoáveis e manufaturáveis.

2.4 Comparação entre Multiplexação no Domínio do Tempo e da Frequência

O método de multiplexação no domínio da frequência requer apenas que os sinais a serem multiplexados possuam larguras de bandas não sobrepostas, de modo que possam ser agrupados sem que haja interferência dos sinais. Os sinais são multiplexados no domínio da frequência apenas com um somador ([GARCÍA, 2015](#)).

Segundo [García \(2015\)](#), [García et al. \(2017\)](#), a técnica FDM é superior a técnica TDM para aquisição de dados de sensores em aplicações de acionamento de motores trifásicos. Estas técnicas se comparam da seguinte forma:

- O circuito necessário para realizar a FDM é apenas um somador e os sinais são amostrados simultaneamente, enquanto para realizar o TDM, dependendo da técnica utilizada, é necessário circuitos de S/H, além de filtros, sendo que a amostragem simultânea só é atingida utilizando esses circuitos adicionais, caso contrário, há um defasamento entre as amostras coletadas do sinal;
- Na técnica TDM há a redução da taxa de amostragem do ADC para cada sinal a ser amostrado, enquanto na técnica FDM os sinais são amostrados simultaneamente e a taxa de amostragem de cada sinal é a mesma da taxa de amostragem do ADC. Ou seja, a taxa de amostragem utilizando FDM é maior ou igual a taxa de amostragem utilizando TDM;
- As principais vantagens do uso da técnica FDM em sistemas de acionamento de alto desempenho é a redução de componentes e o aumento da robustez do sistema. A diminuição do número de componentes em sistema faz com que haja a redução do custo de implementação do mesmo, além de reduzir a possibilidade de falhas.

Esses dois fatores são muito importantes quando se considera a implementação em EVs e HEVs, uma vez que seus motores elétricos geram uma alta interferência eletromagnética;

- Além do mais, a técnica de demultiplexação em frequência proposta por [García \(2015\)](#) possibilita obter, sem utilizar funções trigonométricas, os valores de seno e cosseno do ângulo elétrico, e a posição angular do motor, aliviando assim a carga computacional sobre microcontroladores, *FPGAs* e *DSPs*.

Deste modo, observa-se que a técnica FDM, devido a suas várias vantagens, é bastante robusta em relação a técnica TDM, tornando-se a técnica mais favorável a ser aplicada em sistemas de alto desempenho que operam em ambientes severos, reduzindo-se o número de componentes necessários e aumentando a confiabilidade do sistema ([CORDERO et al., 2012](#); [GARCÍA, 2015](#); [GARCÍA et al., 2017](#)).

2.5 Aplicação de Multiplexação no Domínio da Frequência em Acionamento de Motores

As aplicações de motores trifásicos em veículos elétricos e híbridos estão substituindo o uso de motores CC, devido a uma melhor relação entre torque e peso, e a robustez destes motores. Assim, a aplicação convencional de motores trifásicos em EV e HEV com controle vetorial requer o uso de quatro ADCs, sendo dois para duas correntes estatóricas e dois para as saídas do resolver, quando não há o uso de *resolver-to-digital converters* externos. Deste modo, o uso de FDM reduz pela metade o número de ADCs necessários para realizar a amostragem em sistemas de acionamentos de motores trifásicos com sensor resolver e controle vetorial ([CORDERO et al., 2012](#)).

As principais aplicações de FDM em acionamento de motores elétricos foram encontradas em [Cordero et al. \(2012\)](#), [García \(2015\)](#), [García et al. \(2017\)](#), sendo todas as aplicações voltadas para o controle de máquinas de ímã permanente com sensor resolver acoplado em seu eixo, com implementação da técnica de controle vetorial indireto e com um observador de tipo-III para estimar a posição angular do eixo da máquina.

2.6 Limitações da Multiplexação no Domínio da Frequência

Para [García et al. \(2017\)](#), as limitações de técnicas convencionais de multiplexação no domínio da frequência são o *crosstalk*, circuitos para deslocar o espectro de frequência, a escolha das frequências corretamente, e a complexidade em sua implementação.

O sistema convencional de demultiplexação apresentado por [Cordero et al. \(2012\)](#) para acionamento de motores trifásicos é composto de filtros digitais e compensadores de

atraso. Porém, esses filtros requerem uma boa banda de rejeição e inserir um pequeno atraso de fase, o que é difícil de se projetar. Além disso, o design destes filtros dependem do espectro de frequência das correntes do estator e das saídas do resolver, porém, estes sinais são variáveis de acordo com a operação da máquina elétrica (GARCÍA et al., 2017).

Além disso, García et al. (2017) mostra que no sistema também apresentado por Cordero et al. (2012), há a necessidade da implementação de dois estágios em cascata, o sistema de demultiplexação e o sistema de estimação de posição através do sinal do resolver, é necessária a implementação de quatro compensadores de atraso, quatro filtros e o sistema de estimação de posição do eixo do rotor em um mesmo sistema, tornando o circuito extremamente complexo de se implementar.

A escolha dos processos utilizados em FDM tanto para o estágio de multiplexação quanto para a demultiplexação tem influência direta no custo computacional do uso desta técnica. García et al. (2017) exemplifica afirmando que a implementação da transformada de Fourier rápida, do inglês *fast-Fourier transform* (FFT), aplicada na demultiplexação para a obtenção da informação amostrada é praticamente impossível de ser implementada em um sistema com controle vetorial, devido ao custo computacional que teria sobre o sistema digital utilizado.

Ao utilizar a técnica FDM, o *crosstalk* é inversamente proporcional a distância entre os canais (GARCÍA et al., 2017). Portanto, a seleção adequada desta distância e o aumento da frequência utilizada reduz a interferência entre os sinais causado pelo *crosstalk*. Porém, a interferência ainda ocorre, mas em menor intensidade que em TDM.

3 Sistema de Multiplexação Proposto

Sistemas de acionamentos de motores trifásicos em EVs e HEVs geralmente utilizam, como método de controle, o controle vetorial associado com alguma técnica de geração de pulsos através da modulação por largura de pulso, do inglês *pulse-width modulation* (PWM), para realizar o controle do chaveamento do conversor CC-CA que alimenta os motores elétricos através de baterias.

Veículos como o *Toyota Prius* e o *Nissan Leaf* utilizam o sensor resolver para obter a posição angular do eixo do motor (GARNET, 2017; MINEBEAMITSUMI, 2017). Este sensor gera dois sinais analógicos modulados em amplitude com a informação sobre a posição angular do eixo, e além disso, a informação do resolver também é necessária para realizar as transformadas do controle vetorial e para estimar a velocidade de rotação do motor.

Os sistemas digitais, como microcontroladores, FPGAs e DSPs, implementados como controladores destes acionamentos geralmente utilizam ADCs para amostrar sinais analógicos. Inicialmente, utilizava-se um ADC por sinal a ser amostrado, contudo, com o avanço das técnicas de multiplexação e os multiplexadores analógicos, foi possível para um único ADC amostrar vários sinais de entrada. Este sistema inicial era baseado na técnica de multiplexação no domínio do tempo, TDM¹, em que amostras dos sinais são obtidas em diferentes instantes de tempo.

Porém, o método do TDM necessita de um multiplexador analógico, além de um sistema de sincronização, S/H, para realizar a amostragem simultânea. Adicionalmente, para se reduzir a interferência entre os sinais dos canais de entrada do multiplexador, *crosstalk*, é necessário inserir tempos de proteção entre as amostras. Deste modo, há a redução da taxa de amostragem do ADC para cada sinal amostrado de acordo com a equação 2.21, teoricamente, mas, segundo National Instruments (2015), deve-se reduzir em mais 30% além do valor teórico a taxa de amostragem devido aos tempos de proteção.

Como alternativa ao método TDM, a técnica de multiplexação no domínio da frequência, FDM¹, permite com que sinais com espectros de frequência localizados em regiões diferentes sejam transmitidos pelo mesmo canal de forma simultânea com apenas o uso de um somador analógico e sem o uso de circuitos complexos, como os circuitos utilizados em TDM e CDMA. Esta técnica é muito utilizada em sistemas de comunicação, principalmente transmissão via rádio.

Em uma aplicação de acionamento de máquinas elétricas em EV e HEV, há a implementação de técnicas de controle moderno em malha fechada, como o controle vetorial

¹ As técnicas TDM e FDM são explicadas em maiores detalhes no capítulo 2.

ou o controle direto de torque. Esta aplicação requer que quatro sinais sejam obtidos: Duas correntes estatóricas e dois sinais de saída do sensor resolver (BOSE, 2002; HUSAIN, 2003). Como quatro sinais analógicos devem ser discretizados neste sistema de acionamento do motor, há a necessidade da implementação de quatro ADCs de alto desempenho, sendo um para cada sinal.

A simplificação no sistema de aquisição de dados deste acionamento proposta por [García et al. \(2017\)](#) permite reduzir o número de ADCs pela metade sem a utilização de circuitos de modulação ou de filtros, apenas a adição de dois circuitos somadores. Isto reduz o número de componentes utilizados para a obtenção dos sinais dos sensores de corrente e posição, tornando o sistema mais robusto e reduzindo seu custo de implementação. Esta simplificação sugerida é a implementação da técnica de multiplexação em frequência, a qual facilita a aquisição dos dados analógicos em troca de um aumento na complexidade computacional para recuperar os mesmos.

Segundo [Lathi \(1968\)](#), [García et al. \(2017\)](#), ao implementar a técnica FDM, é necessário um sistema de modulação para que as mensagens sejam colocadas em regiões de frequência diferentes. Porém, como [García et al. \(2017\)](#) afirma, os sinais de saída do sensor resolver e dos sensores de correntes estatóricas de uma máquina trifásica são naturalmente localizadas em diferentes regiões do espectro de frequência. A frequência fundamental das correntes estatóricas são sinais de baixa frequência, em torno de 60 Hz, e os sinais do sensor resolver possui seu espectro de frequência na casa dos kHz, podendo variar² entre 1 a 100 kHz de acordo com a tensão de excitação.

Deste modo, é necessário apenas o uso do somador analógico para multiplexar os sinais de corrente e do resolver. Os quatro sinais a serem amostrados são agrupados em dois sinais pelos somadores, sendo cada um desses sinais multiplexados em frequência composto de um sinal de corrente e um sinal de saída do resolver, devido a fundamental de frequência de cada sinal. Assim, reduz-se a necessidade de utilizar quatro ADCs, caso cada sinal seja amostrado individualmente, ou de circuitos de S/H, filtros e multiplexadores analógicos, no caso de TDM, para apenas a utilização de dois ADCs e dois somadores analógicos ([GARCÍA et al., 2017](#)). Portanto, o sistema de aquisição dos sinais se torna mais simples com o uso de FDM além de que a taxa de amostragem de cada sinal nessa técnica é igual a taxa de amostragem do ADC, ou seja, maior do que a taxa de amostragem da técnica TDM.

Em acionamento de motores trifásicos em aplicações de alto desempenho utilizadas em ambientes severos há a necessidade de um sistema de aquisição de sinais robusto e eficiente, como o sistema de multiplexação proposto por [García et al. \(2017\)](#). Este sistema

² Na aplicação realizada em [García et al. \(2017\)](#), as correntes estatóricas estão na frequência de 60 Hz e o sinal de excitação do sensor resolver varia de 1 a 10 kHz. Esta variação até 100 kHz pode ocorrer devido as características construtivas do sensor resolver, como especificado em [MOOG \(2004\)](#).

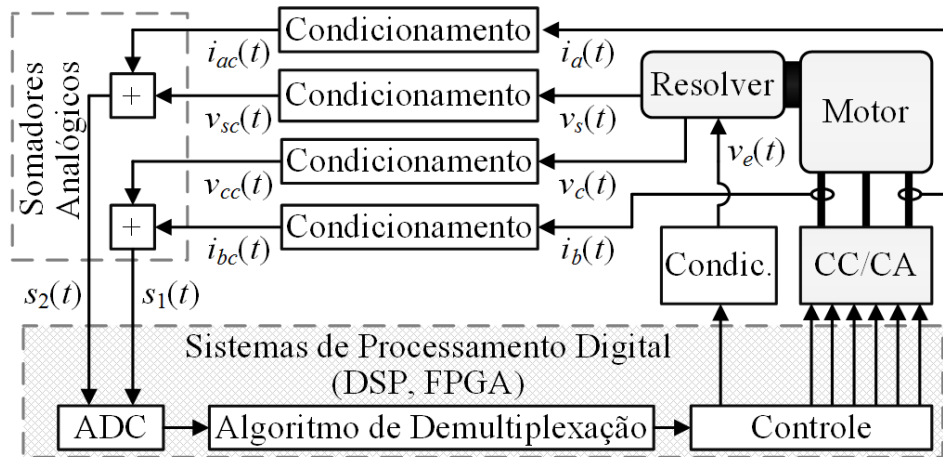
propõe uma técnica baseada em FDM para amostragem dos dados de sensores resolver e de corrente em aplicações em motores CA de ímã permanente em veículos elétricos e híbridos.

Este *Trabalho de Conclusão de Curso* se baseia na implementação apresentada por [García et al. \(2017\)](#), a qual é um aprimoramento dos trabalhos anteriormente realizados e publicados por [Cordero et al. \(2012\)](#), [García \(2015\)](#). A proposta desenvolvida neste trabalho é uma evolução destes trabalhos.

O aprimoramento sugerido em relação aos trabalhos apresentados anteriormente são a redução da interferência entre os sinais multiplexados e a simplificação do algoritmo de demultiplexação dos sinais. Para atingir essas metas, propõe-se realizar uma sincronização entre o sistema de aquisição de dados, os sinais do sensor resolver, e a técnica de modulação que controla o inversor que alimenta o motor trifásico a ser acionado. Logo, o aperfeiçoamento da técnica FDM e a simplificação de seu processo de demultiplexação permite desenvolver um sistema de aquisição de dados robusto para aplicações de alto desempenho.

A figura 3.0.1 resume a solução proposta neste *Trabalho de Conclusão de Curso* para aquisição de dados dos sensores utilizados em um sistema de acionamentos de uma máquina trifásica.

Figura 3.0.1 – Sistema de Aquisição de Dados para Acionamento de Motores Proposto.



Fonte: Autor.

3.1 Sistema de Multiplexação

A técnica de multiplexação em frequência proposta por [Cordero et al. \(2012\)](#) tem como objetivo reduzir o número de sinais a serem amostrados de quatro para dois em um sistema de controle vetorial de um motor síncrono de ímã permanente. Isto se baseia no fato que as correntes estatóricas e as saídas do resolver não são sobrepostas no domínio

da frequência, quando a frequência de excitação do sensor resolver é escolhida entre a fundamental de frequência das correntes estatóricas e da frequência de chaveamento do inversor. Logo, estes sinais podem ser multiplexados através de um somador analógico, reduzindo o número de sinais enviados para o ADC e para o sistema de controle digital.

3.1.1 Análise dos Espectros de Frequência dos Sinais

O sensor resolver pode ser modelado como uma máquina bifásica, possuindo um enrolamento no rotor, o qual é acoplado ao eixo do motor instrumentado, e dois enrolamentos no estator, como apresentado na figura 1.3.1. As equações³ do resolver foram apresentadas na seção 1.3.

O enrolamento rotórico do resolver recebe uma tensão de excitação v_e através de um transformador rotacional

$$v_e = A_r \cdot \text{sen}(\omega_r t)$$

em que a_r é a amplitude da excitação e $\omega_r = 2 \cdot \pi \cdot f_r$, sendo f_r a frequência de excitação do sensor.

As tensões de saída do sensor, v_s e v_c , são as tensões induzidas por v_e nos enrolamentos estatóricos

$$v_s = K_r \cdot v_e \cdot \text{sen}(\theta)$$

$$v_c = K_r \cdot v_e \cdot \cos(\theta)$$

sendo θ a posição angular do eixo da máquina e K_r a razão de transformação do sensor.

A análise em frequência dos sinais de saída do sensor resolver permitem determinar a posição destes sinais no espectro de frequência. A propriedade do deslocamento em frequência da transformada de Fourier, apresentada na tópico 2.1.1.4 permite analisar sinais modulados em amplitude, como estes sinais do resolver. Então, sendo

$$f(t) \longleftrightarrow \mathcal{F}[f(t)] = F(\omega)$$

e, considerando a identidade também apresentada no tópico 2.1.1.4 e expandindo o teorema da modulação na expressão 2.8, tem-se a seguinte relações

$$\mathcal{F}[f(t) \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t)] = \frac{j}{2} [F(\omega + \omega_0) - F(\omega - \omega_0)] \quad (3.1)$$

$$\mathcal{F}[f(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)] = \frac{1}{2} [F(\omega - \omega_0) + F(\omega + \omega_0)] \quad (3.2)$$

³ Por motivos de evoluir a análise das equações do resolver, as mesmas serão apresentadas nesta subseção novamente.

Deste modo, rearranjando as equações de saída do resolver de forma a seguir

$$v_s = [K_r \cdot A_r \cdot \text{sen}(\theta)] \cdot \text{sen}(\omega_r t) \quad (3.3)$$

$$v_c = [K_r \cdot A_r \cdot \cos(\theta)] \cdot \text{sen}(\omega_r t) \quad (3.4)$$

e estabelecendo $S(\omega) = \mathcal{F}[\text{sen}(\theta)]$ e $C(\omega) = \mathcal{F}[\cos(\theta)]$, é possível aplicar a transformada de Fourier como na relação apresentada pela equação 3.1 nas equações 3.3 e 3.4, obtendo-se assim

$$\mathcal{F}[v_s] = \frac{j \cdot K_r \cdot A_r}{2} [S(\omega + \omega_r) - S(\omega - \omega_r)] \quad (3.5)$$

$$\mathcal{F}[v_c] = \frac{j \cdot K_r \cdot A_r}{2} [C(\omega + \omega_r) - C(\omega - \omega_r)] \quad (3.6)$$

A largura de banda ω_b , em *rad/s*, das saídas do sensor resolver é expresso pela equação 3.7

$$\omega_b = 2 \cdot \max(\omega_m) \quad (3.7)$$

em que ω_m é a velocidade mecânica do rotor da máquina. Deste modo, como $\omega_m \ll \omega_r$, os espectros de frequência de v_s e v_c são estreitos e centrados na frequência de excitação do resolver, ω_r , que pode variar de 1 a 100 kHz, segundo MOOG (2004).

Considerando que a máquina elétrica é alimentada por uma rede trifásica simétrica, a componente fundamental de frequência das correntes estatóricas da máquina estão centradas em torno da frequência fundamental da rede, sendo geralmente 50 Hz ou 60 Hz.

Além disso, como frequentemente se utiliza uma técnica de modulação com frequência de chaveamento constante, como modulação senoidal ou modulação por vetores espaciais, no acionamento de máquinas trifásicas. Neste caso, García et al. (2017) afirma que os espectros de frequência das correntes estatóricas possuem componentes localizadas próximo a múltiplos inteiros da frequência de chaveamento do inversor, f_{sw} , geralmente entre 5 a 10 kHz.

3.1.2 Aplicação da Técnica FDM em Controle Vetorial

Com o apresentado na subseção 3.1.1, observa-se que as saídas do sensor resolver e as correntes estatóricas de um motor trifásico podem ocupar diferentes faixas de frequência, desde que a frequência da tensão de excitação do sensor resolver seja estabelecida em um valor diferente do espectro de frequência das correntes. Ou seja, os intervalos entre a fundamental de frequência da corrente e a frequência de chaveamento, e entre os múltiplos da frequência de chaveamento podem ser utilizados pelo sensor resolver.

Deste modo, de acordo com a teoria da técnica FDM, uma saída do sensor resolver e um sinal de corrente estatórica podem ser multiplexados em frequência através de um somador analógico. Sendo os sinais i_{ac} e i_{bc} os dados dos sensores de corrente após um

estágio de condicionamento, e v_{sc} e v_{cc} os sinais de saída do sensor resolver após um estágio de condicionamento⁴, então, os sinais multiplexados são expressos pelas equações 3.8 e 3.9. Estes sinais são então enviados para o ADC e então para o sistema digital para processamento.

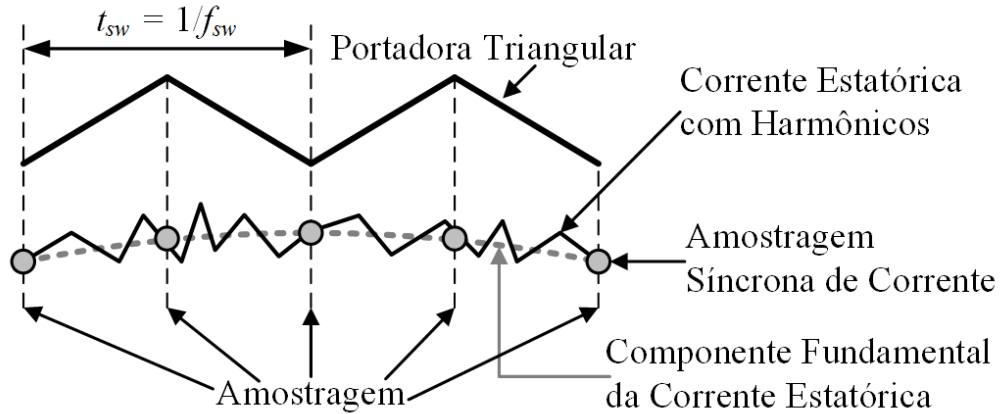
$$s_1(t) = i_{ac}(t) + v_{sc}(t) \quad (3.8)$$

$$s_2(t) = i_{bc}(t) + v_{cc}(t) \quad (3.9)$$

O algoritmo de demultiplexação proposto é composto de um processo de demultiplexação de corrente através da amostragem síncrona e da implementação de um observador de rastreamento angular, do inglês *angle-tracking observer* (ATO). As informações de corrente e posição angular do motor são fundamentais para realizar o controle vetorial de alto desempenho, uma vez que estes sinais são necessários para implementar as transformadas $dq\theta$.

3.2 Demultiplexação da Corrente

Figura 3.2.1 – Técnica de Amostragem Síncrona.



Fonte: Adaptado de (GARCÍA et al., 2017).

Muitos algoritmos de controle vetorial necessitam a leitura da componente fundamental de frequência das correntes estatóricas, enquanto os harmônicos de frequência devem ser rejeitados, devido a problemas de *aliasing*. A amostragem síncrona aplicada neste trabalho é uma técnica que permite obter a fundamental de frequência do sinal de corrente sem o uso de filtros. Isto é feito, como mostra a figura 3.2.1, ao amostrar o sinal da corrente nos pontos de máximo ou mínimo da onda triangular portadora utilizada na

⁴ Este estágio de condicionamento não é necessário para todas as aplicações de FDM, ele é apenas uma normalização dos valores obtidos pelos sensores para se encaixar nas faixas de leitura dos circuitos digitais.

técnica de modulação. Nestes pontos em que o sinal será amostrado, os harmônicos de corrente são praticamente desprezíveis (GARCÍA et al., 2017).

A vantagem desta técnica é que não há a necessidade de implementar filtros para eliminar os componentes harmônicos do sinal de corrente, uma vez que os filtros adicionam um atraso na fase da leitura dos sinais. Além disso, esta técnica é bastante simples e é implementada inteiramente no sistema digital de processamento.

A técnica proposta apresenta um algoritmo que utiliza a vantagem da amostragem síncrona para demultiplexar o sinal de corrente. Para realizar isso, deve-se haver a sincronização dos seguintes sinais: A onda triangular portadora da técnica de modulação e a tensão de excitação do sensor resolver. Logo, as amostras obtidas do sinal multiplexado durante os pontos de máximo da portadora representam a corrente estatórica, uma vez que os sinais do sensor resolver são iguais a zero.

De forma matemática, como os sinais da triangular portadora e do sinal de excitação do resolver são sincronizados, então, nos pontos de máximo da onda triangular as saídas do sensor resolver serão zero. Nas equações apresentadas a seguir, a variável n_i é utilizada para denotar a amostra do sinal no tempo t_i ⁵. Assim, quando t_i for o tempo em que a onda triangular da técnica de modulação estiver em seu ponto máximo, os valores das saídas do sensor resolver serão

$$v_{sc}[n_i] \approx 0 \quad (3.10)$$

$$v_{cc}[n_i] \approx 0 \quad (3.11)$$

as amostras dos sinais multiplexados neste período serão

$$s_1[n_i] \approx i_{ac}[n_i] + v_{sc}[n_i] = i_{ac}[n_i] + 0 = i_{ac}[n_i] \quad (3.12)$$

$$s_2[n_i] \approx i_{bc}[n_i] + v_{cc}[n_i] = i_{bc}[n_i] + 0 = i_{bc}[n_i] \quad (3.13)$$

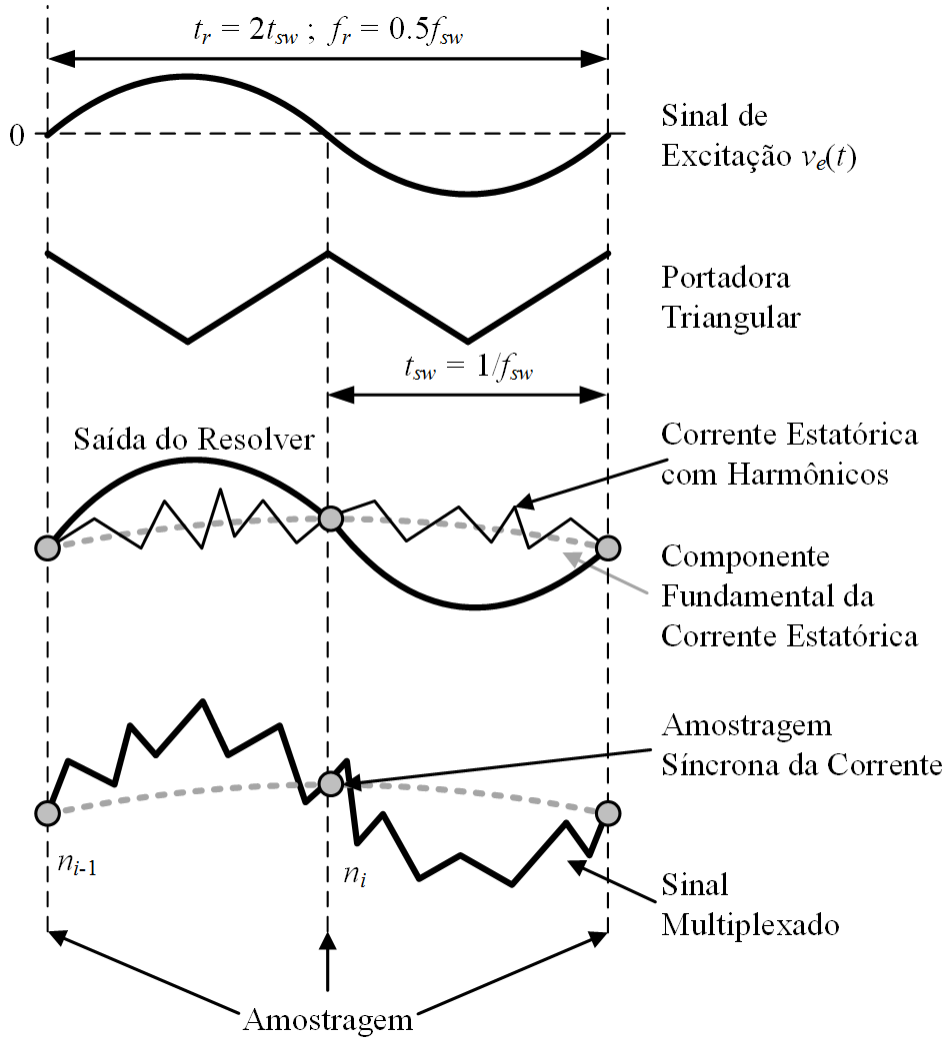
logo, como $s_1[n_i] = i_{ac}[n_i]$ e $s_2[n_i] = i_{bc}[n_i]$ foram obtidos durante o pico da onda triangular, estas amostras representam a componente fundamental de frequência das correntes estatóricas, de acordo com a teoria de amostragem síncrona (GARCÍA et al., 2017).

É importante salientar que os sinais multiplexados s_1 e s_2 são sobreamostrados para obter amostras suficientes para estimar a posição angular do eixo do motor. Ou seja, o sistema está constantemente amostrando os sinais multiplexados, porém, somente quando t_i coincidir com o pico da onda triangular a amostras nesse período n_i será armazenada como a corrente estatórica estimada.

⁵ Por razão de simplicidade, o algoritmo de estimação de posição angular será explicado no domínio contínuo do tempo. Porém, matematicamente, todas as integrações são feitas no domínio discreto. Considera-se também que a variável t_n utilizada em $\omega \cdot t_n$ é a amostra n do tempo amostrado, $t_n = n \cdot t_s$

A figura 3.2.2 apresenta a amostragem síncrona do sinal multiplexado. Observa-se que a frequência de excitação do sensor resolver é igual a metade da frequência de chaveamento. Além disso, o sinal de excitação é sincronizado com a portadora, como critério estabelecido anteriormente.

Figura 3.2.2 – Obtenção do Sinal de Corrente através da Amostragem Síncrona.



Fonte: Autor.

Sejam $t_r = 1/f_r$ e $t_{sw} = 1/f_{sw}$ o período do sinal de excitação do resolver e o período de chaveamento do conversor CC-CA, respectivamente. Para que haja a sincronização para realizar a amostragem síncrona da corrente é necessário que a frequência do sensor resolver seja igual a

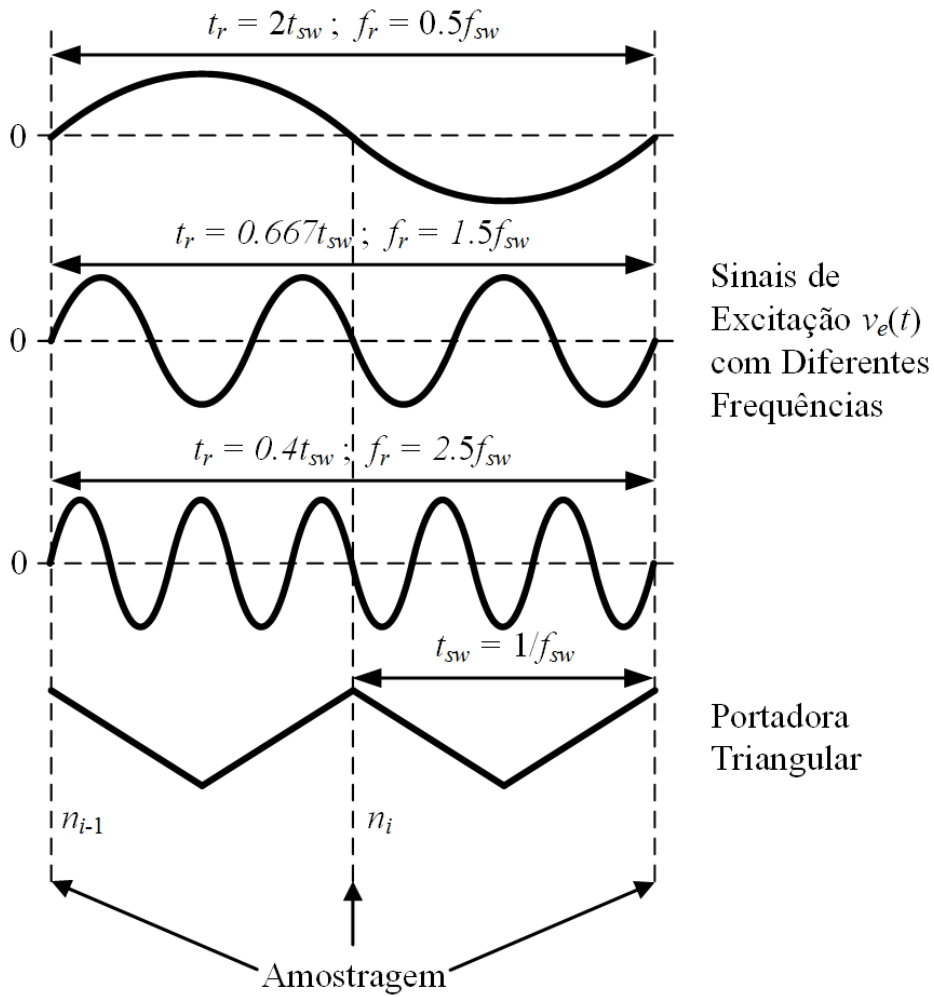
$$f_r = \frac{(2 \cdot N + 1)}{2} \cdot f_{sw} \quad (3.14)$$

em que N seja qualquer número inteiro não-negativo. Ou seja, considerando um conversor CC-CA com a frequência de chaveamento igual a 5 kHz e um resolver que possui a frequência de excitação que varia entre 1 a 100 kHz, para realizar a amostragem síncrona

a frequência de excitação do resolver deverá obedecer o critério da equação 3.14, podendo assumir os valores de 2,5 kHz, 7,5 kHz, 12,5 kHz e assim por diante, até 92,5 kHz.

Deste modo, a figura 3.2.3 mostra que é possível utilizar frequências de excitação do sensor resolver maiores que a frequência de chaveamento do conversor CC/CA, desde que a frequência de excitação respeite a relação apresentada pela equação 3.14.

Figura 3.2.3 – Critério da Sincronização entre $v_e(t)$ e a Portadora da Triangular para a Amostragem Síncrona para Diferentes Frequências de Excitação do Sensor Resolver.



Fonte: Autor.

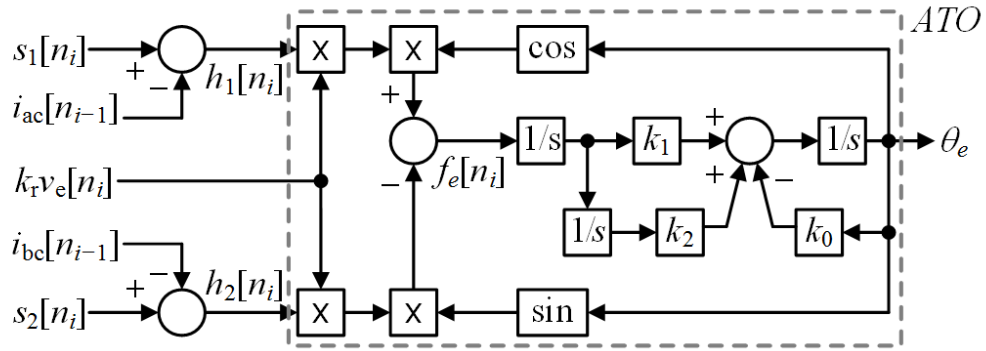
Aumentando-se a frequência de chaveamento do conversor CC-CA que alimenta a máquina, diminui-se a quantidade de faixas de frequência que a tensão de excitação do resolver pode assumir. Porém, isto faz com que as distâncias entre os sinais no espectro de frequência aumentem, reduzindo a interferência entre os sinais e facilitando a estimação da posição angular.

3.3 Demultiplexação da Posição Angular

As correntes estimadas através da amostragem síncrona são utilizadas juntamente a um observador de rastreo angular (ATO), do tipo-II para estimar a posição angular do eixo do motor sem a necessidade de demultiplexar previamente os sinais do sensor resolver.

Para estimar a posição angular do motor, propõe-se utilizar amostras anteriores dos sinais de corrente estatóricas para se obter as estimativas iniciais das saídas do sensor resolver. A figura 3.3.1 ilustra o algoritmo proposto para obter a posição angular através dos sinais multiplexados, sendo que os sinais de corrente estimados utilizados nesse ATO são obtidos através da amostragem síncrona.

Figura 3.3.1 – Observador de Rastreo Angular Proposto.



Fonte: Autor.

Considerando-se que t_i coincida-se com o pico da onda triangular portadora, então, a amostra n_i do sinal multiplexado coletada nesse período será a própria informação do sensor de corrente. Assim, seja i_{ae} e i_{be} os sinais estimados de corrente, como apresentado nas equações 3.15 e 3.16.

$$i_{ae}[n_i] = s_1[n_i] \approx i_{ac}[n_i] \quad (3.15)$$

$$i_{be}[n_i] = s_2[n_i] \approx i_{bc}[n_i] \quad (3.16)$$

Sendo os sinais $h_1[n]$ e $h_2[n]$ obtidos pelas equações abaixo

$$\begin{aligned} h_1[n_i] &= s_1[n_i] - i_{ae}[n_i] \\ h_1[n_i] &= v_{sc}[n_i] + i_{ac}[n_i] - i_{ac}[n_i - 1] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} h_2[n_i] &= s_2[n_i] - i_{be}[n_i] \\ h_2[n_i] &= v_{cc}[n_i] + i_{bc}[n_i] - i_{bc}[n_i - 1] \end{aligned}$$

fazendo $r_1[n_i] = i_{ac}[n_i] - i_{ac}[n_i - 1]$ e $r_2[n_i] = i_{bc}[n_i] - i_{bc}[n_i - 1]$, tem-se as seguintes equações

$$h_1[n_i] = v_{sc}[n_i] + r_1[n_i] \quad (3.17)$$

$$h_2[n_i] = v_{cc}[n_i] + r_2[n_i] \quad (3.18)$$

Como a frequência da fundamental da corrente é menor que a frequência de chaveamento, há uma interferência muito pequena entre os sinais, logo, tem-se que $i_{ac}[n_i] \approx i_{ac}[n_i - 1]$ e $i_{bc}[n_i] \approx i_{bc}[n_i - 1]$. Portanto, $r_1[n_i]$ e $r_2[n_i]$ são sinais muito pequenos que representam apenas a interferência da frequência de chaveamento no sinal da corrente. Portanto, $h_1[n]$ e $h_2[n]$ são estimativas iniciais das saídas do sensor resolver. Os sinais são aplicados em um ATO para estimar a posição angular, denotada por θ_e . O sinal $f_e[n]$ é calculado de acordo com a equação 3.19.

$$\begin{aligned} f_e[n] &= \{h_1[n] \cdot \cos(\theta_e) - h_2[n] \cdot \sin(\theta_e)\} \cdot K_r \cdot v_e[n] \\ f_e[n] &= \{v_{sc}[n] \cdot \cos(\theta_e) - v_{cc}[n] \cdot \sin(\theta_e)\} \cdot K_r \cdot v_e[n] \\ &\quad + \{r_1[n] \cdot \cos(\theta_e) - r_2[n] \cdot \sin(\theta_e)\} \cdot K_r \cdot v_e[n] \\ f_e[n] &= \{\sin(\theta) \cdot \cos(\theta_e) - \cos(\theta) \cdot \sin(\theta_e)\} \cdot K_r^2 \cdot v_e^2[n] + w[n] \end{aligned} \quad (3.19)$$

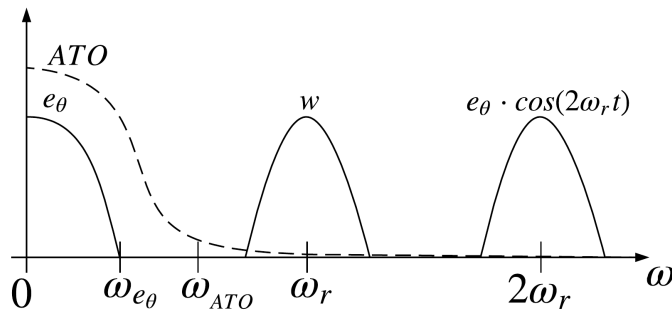
Pela propriedade trigonométrica $\{\sin(\theta) \cdot \cos(\theta_e) - \cos(\theta) \cdot \sin(\theta_e)\} = \sin(\theta - \theta_e)$, então

$$f_e[n] = \sin(\theta - \theta_e) \cdot K_r^2 \cdot A_r^2 \cdot \cos^2(\omega_r \cdot t_n) + w[n] \quad (3.20)$$

Como $\theta - \theta_e$ é muito pequeno, pode-se considerar $\sin(\theta - \theta_e) \approx \theta - \theta_e = e_\theta$, sendo e_θ a estimativa de erro do ângulo. Além disso, pela propriedade trigonométrica, $\cos^2(\omega_r \cdot t_n) = \frac{[1 + \cos(2 \cdot \omega_r \cdot t_n)]}{2}$. Por último, foi considerado $w[n] = \{r_1[n] \cdot \cos(\theta_e) - r_2[n] \cdot \sin(\theta_e)\} \cdot K_r \cdot v_e[n]$, então, tem-se que

$$f_e[n] \approx K_r^2 \cdot A_r^2 \cdot e_\theta + K_r^2 \cdot A_r^2 \cdot e_\theta \cdot \cos(2 \cdot \omega_r \cdot t_n) + w[n] \quad (3.21)$$

Figura 3.3.2 – Componentes de Frequência do Sinal $f_e[n]$ e o Filtro Passa-Baixas do ATO.



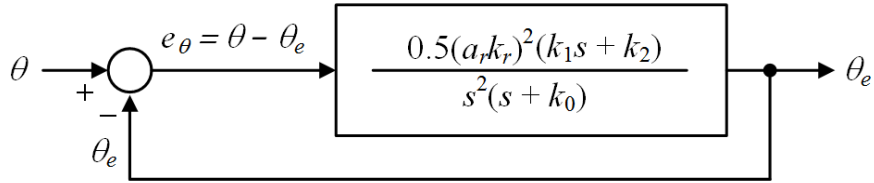
Fonte: Adaptado de (GARCÍA et al., 2017).

Pela análise realizada por [García et al. \(2017\)](#), pode-se assumir que e_θ é um sinal de baixa frequência, já que a posição é um sinal mecânico, enquanto os componentes da equação 3.20 $K_r^2 \cdot A_r^2 \cdot e_\theta \cdot \cos(2 \cdot \omega_r \cdot t_n)$ e $w[n]$ são sinais de frequência maiores, ordem de kHz. Portanto, como o ATO geralmente age como um filtro passa-baixas, apenas o erro de estimação de posição possui o maior peso da equação. Logo, devido a propriedade de filtro do ATO, a equação 3.21 se resume a equação 3.22. A figura 3.3.2 representa os componentes no espectro de frequência do sinal $f_e[n]$ e do processo de filtragem do ATO para baixas frequências.

$$f_e[n] \approx K_r^2 \cdot A_r^2 \cdot e_\theta \quad (3.22)$$

A partir do valor do erro de posição estimado, e_θ , o sinal passa por uma estrutura do ATO proposta por [García et al. \(2017\)](#), a qual estima o valor da posição angular do eixo do motor, θ_e . Essa estrutura é apresentada na figura 3.3.1. A partir da equação 3.22, o ATO é simplificado da figura 3.3.1 para a figura 3.3.3.

Figura 3.3.3 – Modelo Simplificado do ATO Proposto.



Fonte: Autor.

Após manipulações matemáticas, [Dorf e Bishop \(2011\)](#) afirma que as dinâmicas do ATO são descritas pelo modelo de espaço de estados expresso nas equações 3.23 a 3.26.

$$\dot{\mathbf{E}} = (\mathbf{A} - \mathbf{BK})\mathbf{E} \quad (3.23)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0,5 \cdot (K_r \cdot A_r)^2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_0 & -k_1 & -k_2 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Na equação 3.22, $\mathbf{E}$ é o vetor do erro. Os autovalores da equação 3.22 definem a dinâmica do ATO. Após determinar os autovalores, a matriz da equação 3.25 pode ser obtida através de técnicas de controle linear, como a fórmula de *Ackermann*. O modelo em

espaço de estados foi utilizado para obter os ganhos, os quais foram aplicados na função de transferência da equação 3.27.

A função de transferência em malha aberta da figura 3.3.1, chamada de $G(s)$, é do tipo-II, como apresentado a seguir

$$G(s) = 0,5 \cdot (K_r \cdot A_r)^2 \cdot \left[\frac{k_1 \cdot s + k_2}{s^2 \cdot (s + k_0)} \right] \quad (3.27)$$

em que mostra que o ATO proposto pode rastrear a posição angular em velocidade constante, em que a posição angular é modelada como uma função rampa.

O ATO proposto por [García et al. \(2017\)](#) não utiliza a estimativa das correntes estatóricas para reduzir a interferência dos sinais de corrente no processo cálculo da posição angular. Além disso, neste outro trabalho, o ATO atenua os efeitos dos sinais de corrente diretamente, enquanto na proposta desse *Trabalho de Conclusão de Curso* as componentes $r_1[n]$ e $r_2[n]$ são mais fáceis de se rejeitar do que $i_{ac}[n]$ e $i_{bc}[n]$ diretamente.

4 Resultados

O sistema de multiplexação e demultiplexação proposto neste *Trabalho de Conclusão de Curso* foi simulado com o auxílio dos softwares *MATLAB®* e *Simulink®*. Os sinais de posição angular e as correntes estatóricas são obtidos de um motor trifásico de indução simulado com as seguintes características: Rotor do tipo gaiola de esquilo, conexão em estrela, 5 HP, 460 V, 60 Hz e 1750 RPM. O motor é controlado por um controle escalar V/F de malha aberta, com modulação por largura de pulso senoidal (SPWM) e uma frequência de chaveamento do conversor CC-CA igual a 5 kHz. A fonte de tensão em corrente contínua é de 400 V.

Os parâmetros do sensor resolver são $K_r = 1$ e $A_r = 1$ e a frequência de chaveamento seguiu a equação 3.14 para $N = 0, 1$ e 2 , ou seja, $f_r = 2,5$ kHz, $7,5$ kHz e $12,5$ kHz. Todos os sinais amostrados foram normalizados em valores por unidade, p.u., de forma que os sinais do sensor resolver e dos sensores de corrente possuam o mesmo valor máximo de amplitude no processo de multiplexação.

Os diagramas de blocos implementados na simulação estão apresentados em toda a sua extensão na parte de Apêndices A.

4.1 Resultados de Simulação

A carga no eixo do motor foi aplicada como apresentado a seguir

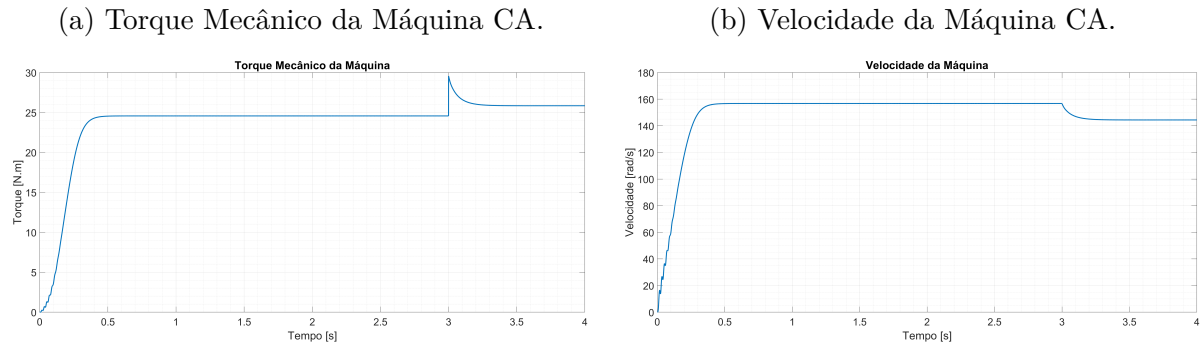
$$T_{carga}(t) = 10^{-4} \cdot \omega_m^2 + u(t) \quad (4.1)$$

em que $u(t)$ é definido como se segue

$$u(t) = \begin{cases} 0, & t < 3s \\ 5, & t \geq 3s \end{cases} \quad (4.2)$$

O elemento $u(t)$ foi inserido no sistema para observar o comportamento do mesmo quando ocorre uma perturbação. A figura 4.1.1a representa o torque mecânico no eixo da máquina e a figura 4.1.1b ilustra a velocidade mecânica do eixo da máquina, em ambas percebe-se o efeito da parcela $u(t)$.

Figura 4.1.1 – Características da Máquina CA Simulada.



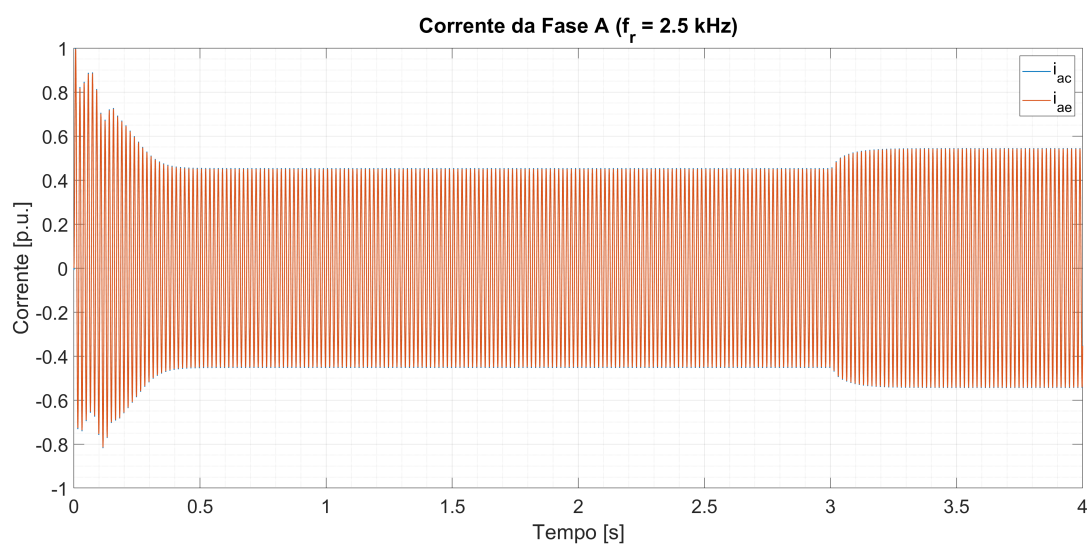
Fonte: Autor.

Para observar o comportamento do observador proposto, foram escolhidas duas configurações para o ATO: uma que utiliza polos rápidos e outra com polos mais lentos. Os polos rápidos selecionados foram $-168 - j840$, $-168 + j840$ e -112 , que originou nos ganhos obtidos através da fórmula de *Ackerman*, $k_0 = 896$, $k_1 = 1.542.912$ e $k_2 = 164.376.576$. Já os polos mais lentos foram $-120 - j600$, $-120 + j600$ e -80 , que, através da fórmula de *Ackerman*, deram os valores $k_0 = 640$, $k_1 = 787.200$ e $k_2 = 59.904.000$.

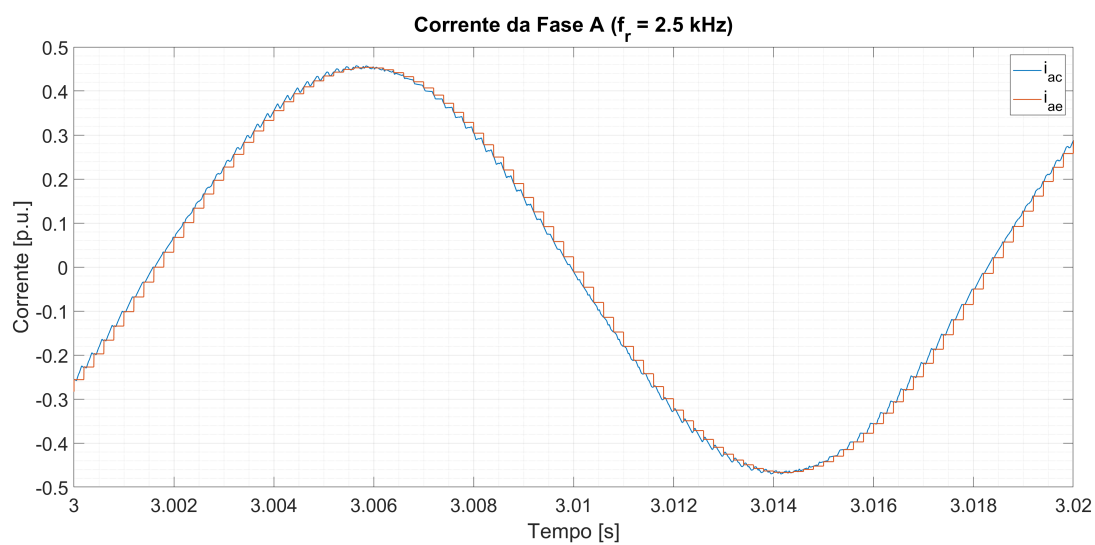
As figuras 4.1.2a e 4.1.3a apresentam os sinais de corrente normalizados, ou seja, os sinais de corrente condicionados i_{ac} e i_{bc} , e os sinais de corrente amostrados i_{ae} e i_{be} . Sendo que o sinal de corrente amostrado através da amostragem síncrona pode ser vista com clareza nas figuras 4.1.2b e 4.1.3b.

Figura 4.1.2 – Corrente da Fase A - Sinal do Sensor e Sinal Amostrado.

(a) Sinal de Corrente.



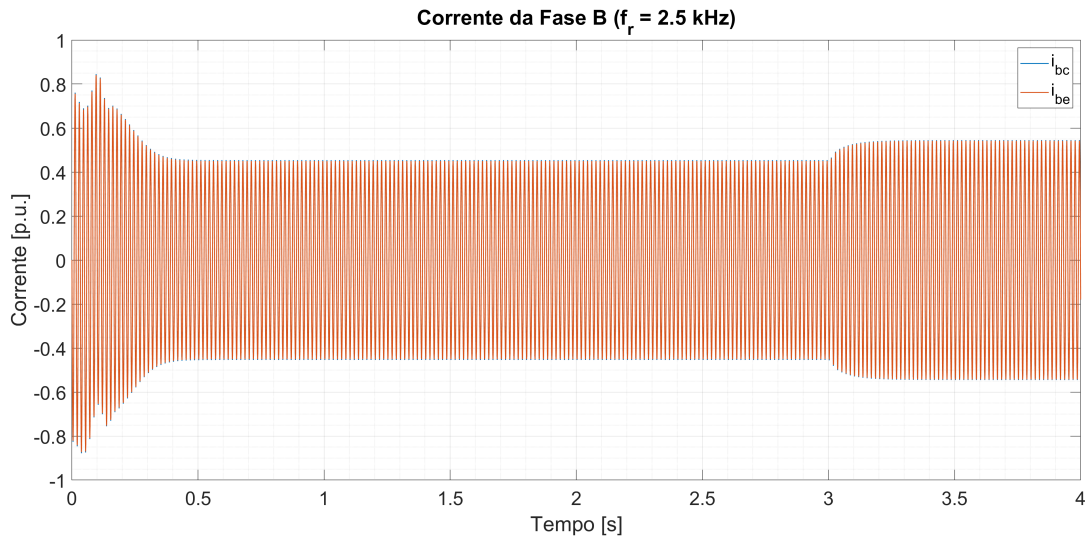
(b) Sinal de Corrente Ampliado.



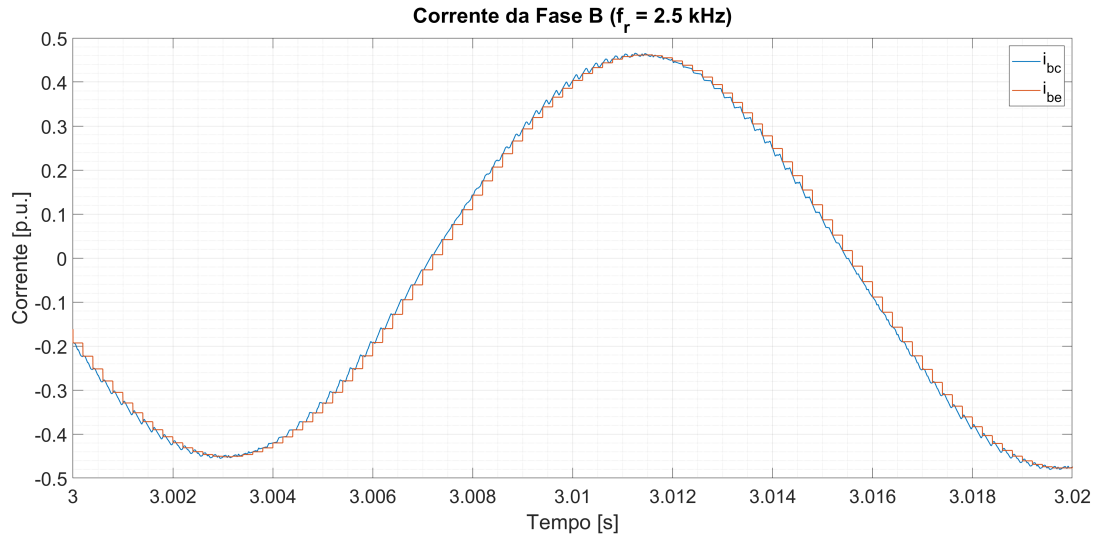
Fonte: Autor.

Figura 4.1.3 – Corrente da Fase B - Sinal do Sensor e Sinal Amostrado.

(a) Sinal de Corrente.

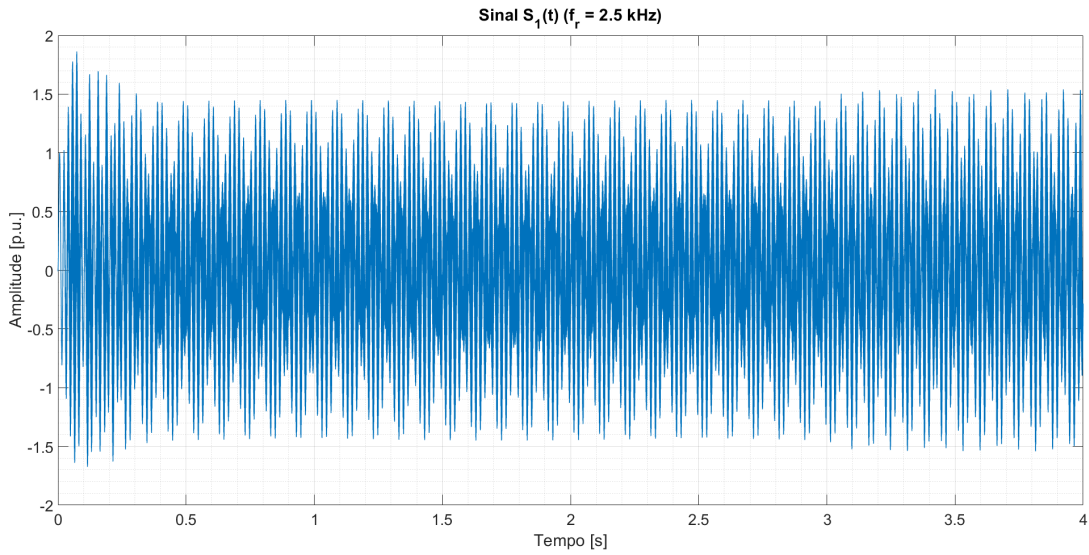


(b) Sinal de Corrente Ampliado.



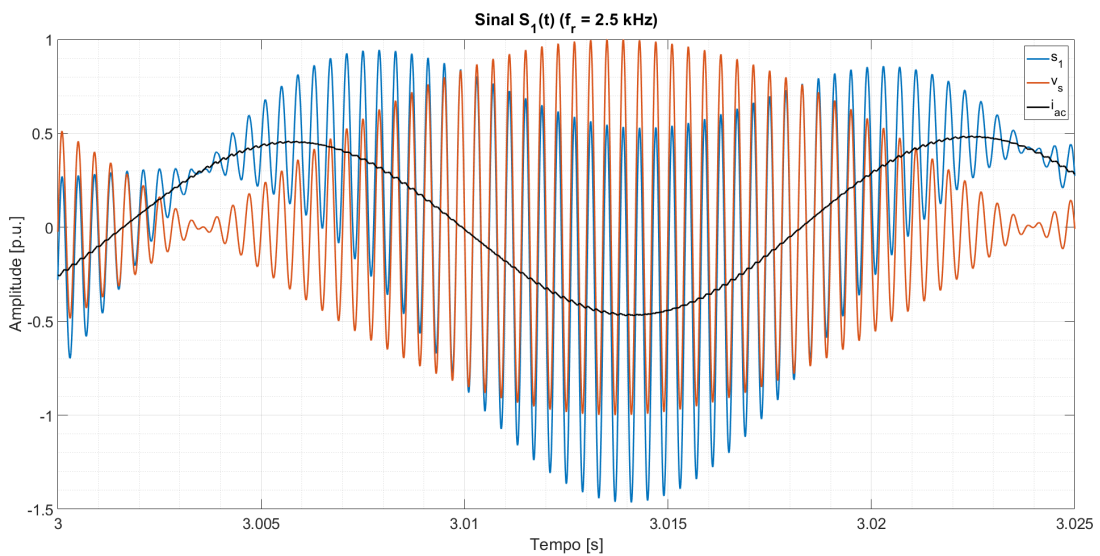
Fonte: Autor.

A figura 4.1.4 mostra os sinais multiplexados, $v_{sc}(t)$ e $i_{ac}(t)$, para a frequência de excitação do sensor resolver igual a 2,5 kHz. Devido a resolução da imagem, a variação na frequência de excitação do resolver não teve influência visível o sinal $s_1(t)$ nessa resolução, porém, para o sinal ampliado a influência da frequência do resolver pode ser observada claramente.

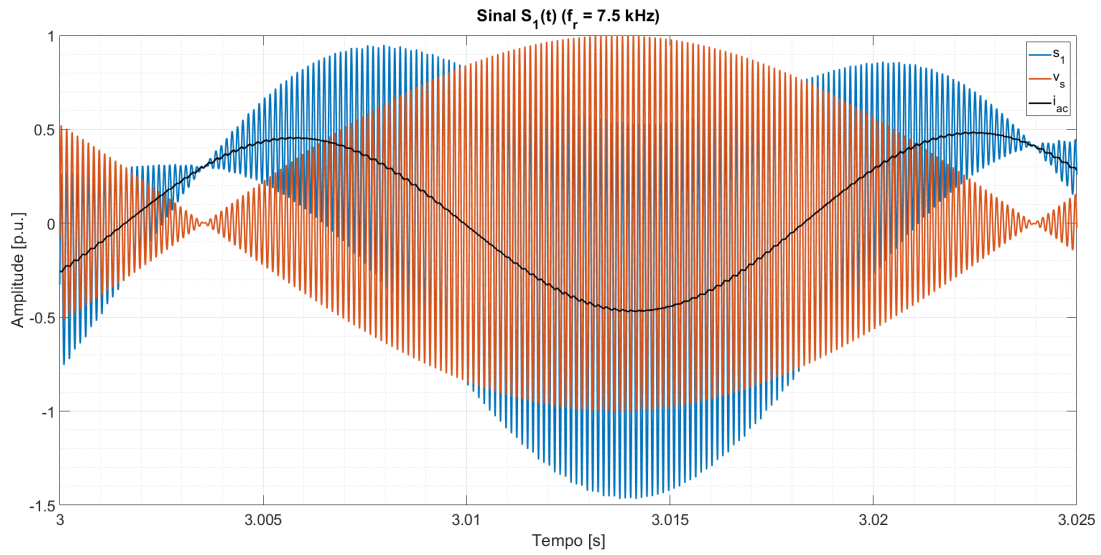
Figura 4.1.4 – Sinal $s_1(t)$.

Fonte: Autor.

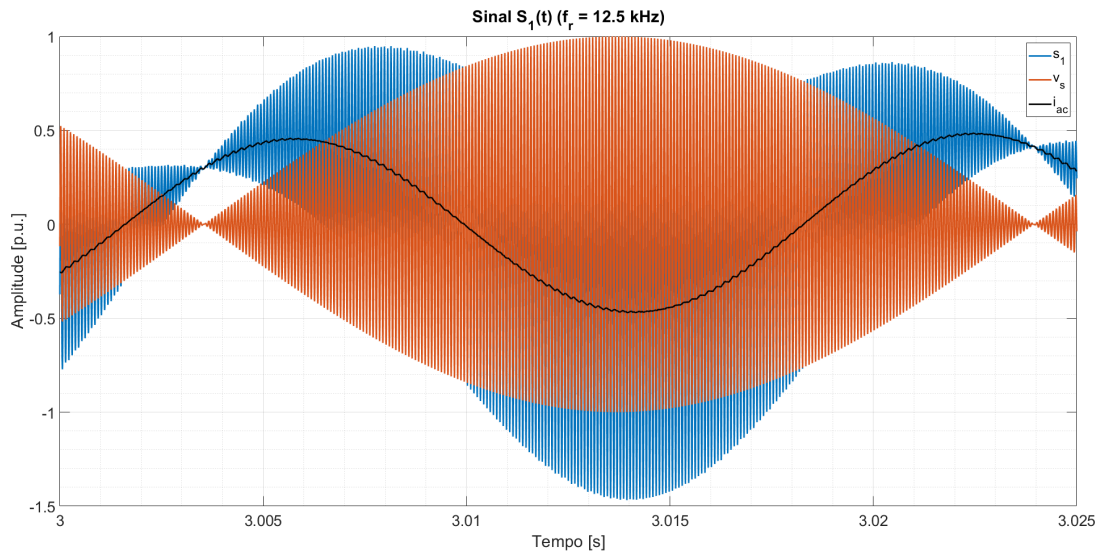
As figuras 4.1.5, 4.1.6 e 4.1.7 mostram os sinais multiplexados, $v_sc(t)$ e $i_ac(t)$, e o sinal resultante $s_1(t)$ em um tempo ampliado para as frequências 2,5 kHz, 7,5 kHz e 12,5 kHz. Observa-se que conforme a frequência de excitação do sensor resolver aumenta, há também o aumento da frequência do sinal $s_1(t)$, porém, não há mudança no contorno do sinal, uma vez que a corrente permanece a mesma. Além disso, quando o sinal do resolver é igual a zero, o sinal multiplexado é exatamente o sinal de corrente, que é quando ocorre a amostragem síncrona.

Figura 4.1.5 – Sinais $s_1(t)$, $v_sc(t)$ e $i_ac(t)$ Ampliados ($f_s = 2,5$ kHz).

Fonte: Autor.

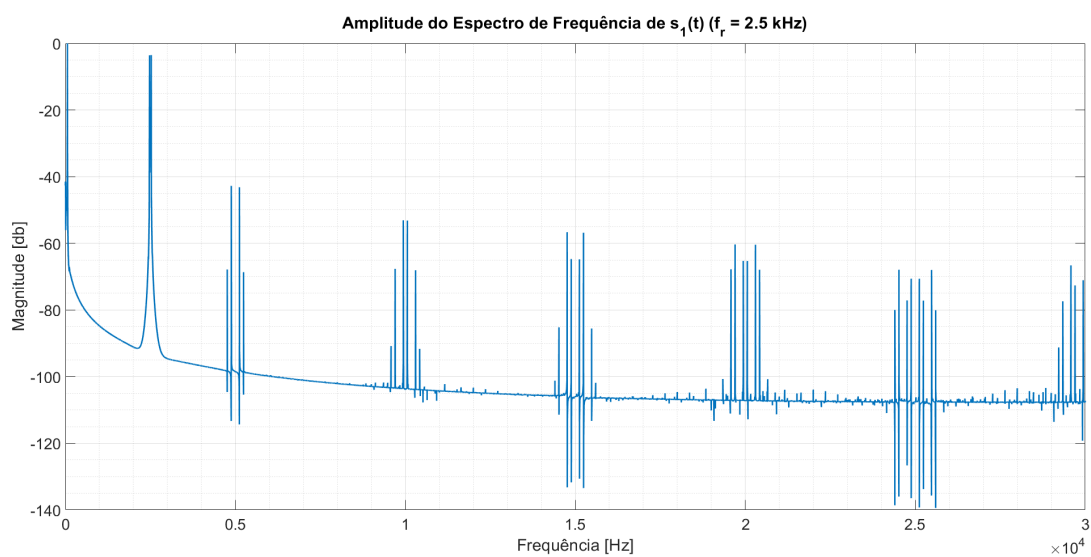
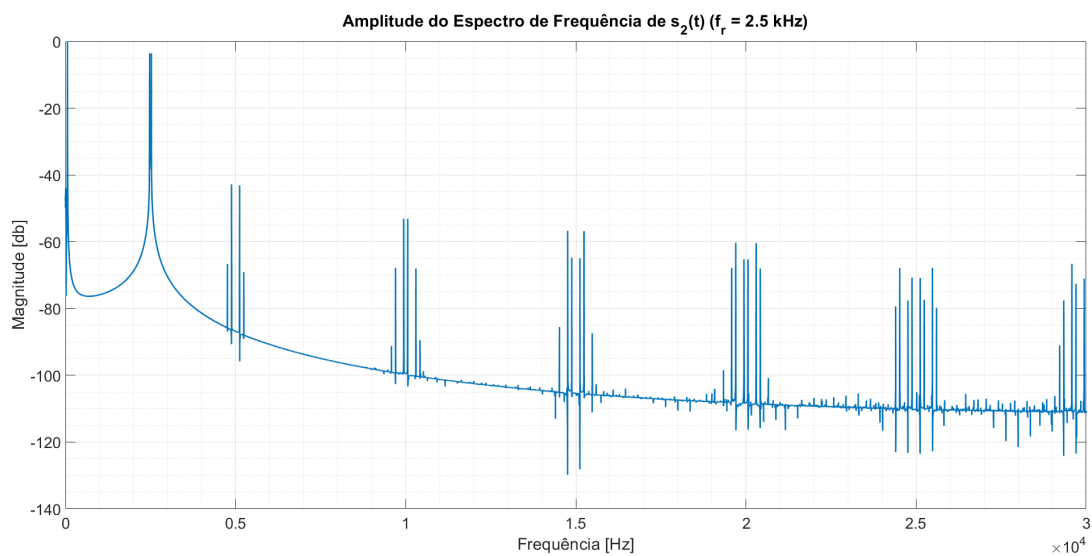
Figura 4.1.6 – Sinais $s_1(t)$, $v_{sc}(t)$ e $i_{ac}(t)$ Ampliados ($f_s = 7,5$ kHz).

Fonte: Autor.

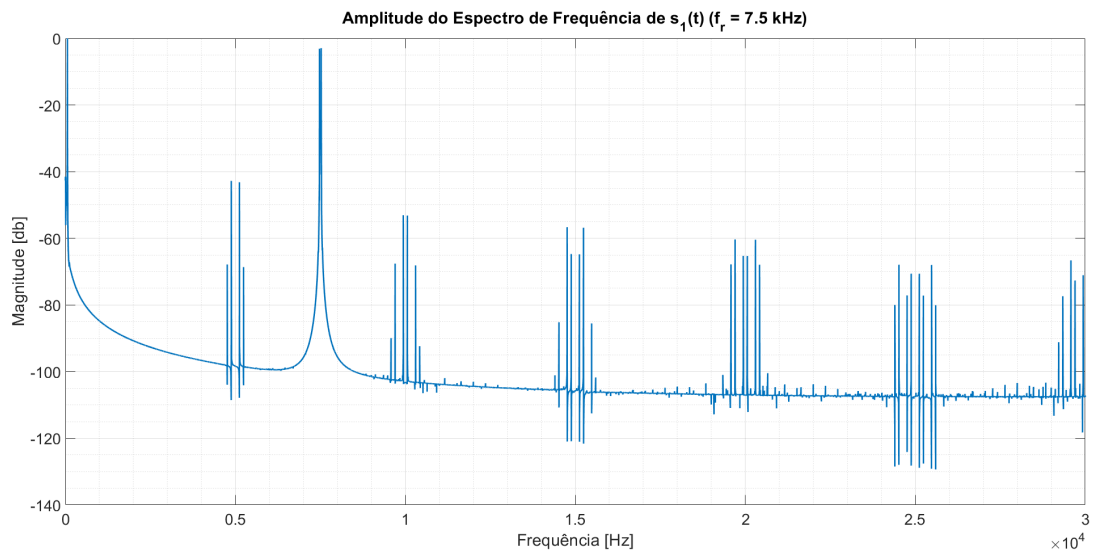
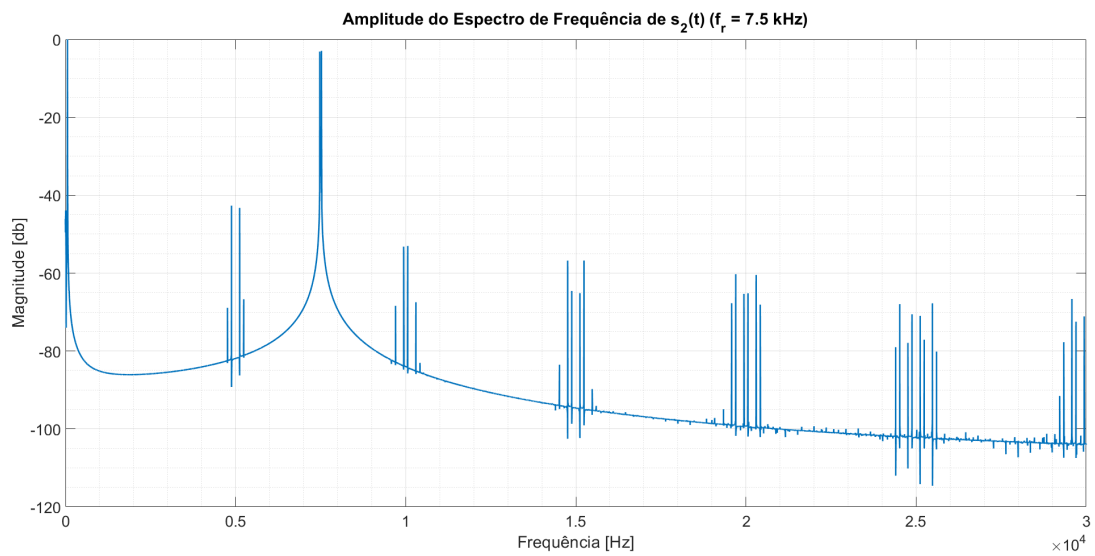
Figura 4.1.7 – Sinais $s_1(t)$, $v_{sc}(t)$ e $i_{ac}(t)$ Ampliados ($f_s = 12,5$ kHz).

Fonte: Autor.

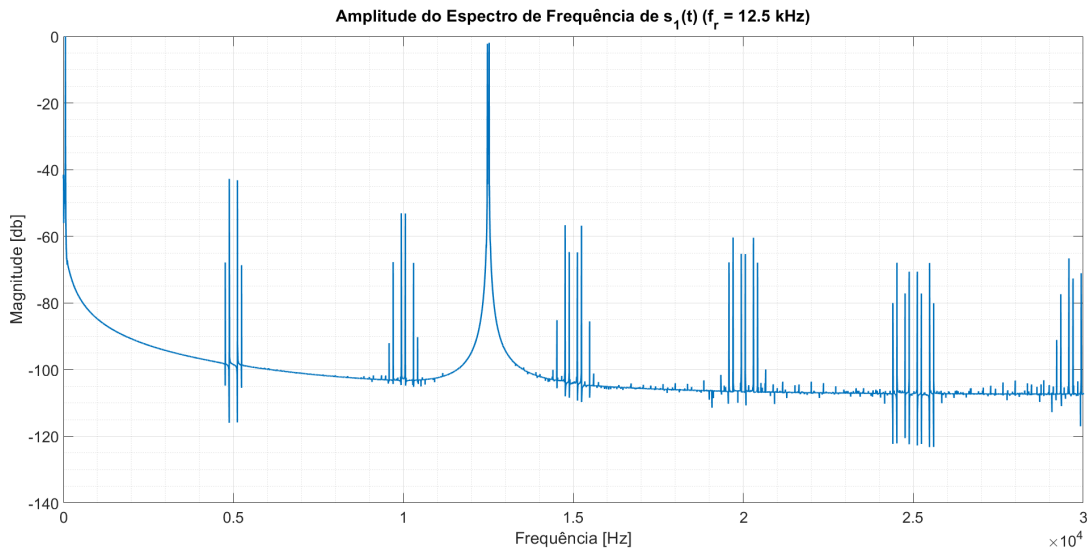
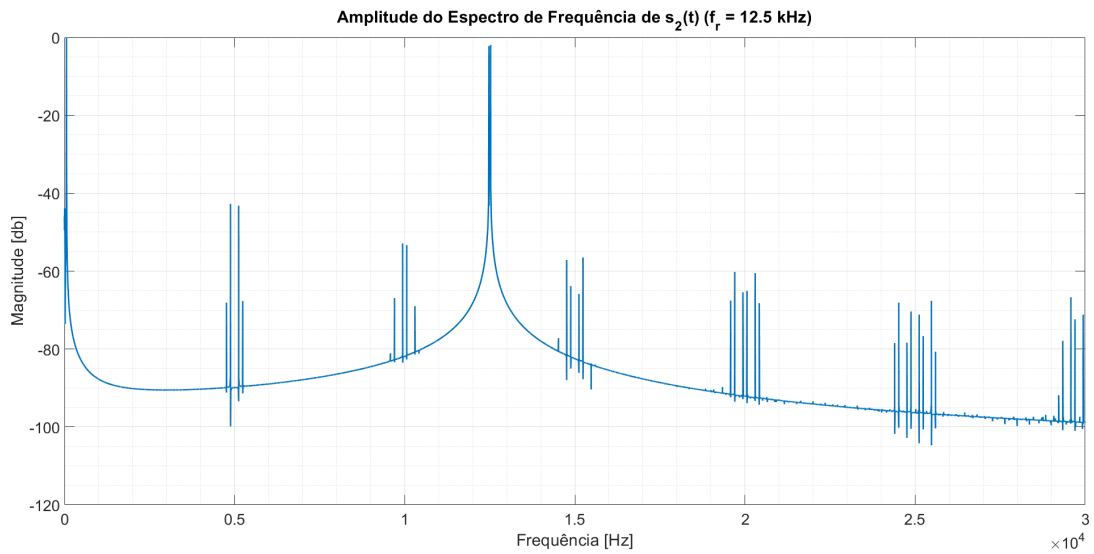
As figuras 4.1.8, 4.1.9 e 4.1.10 mostram o espectro de frequência dos sinais multiplexados, $v_{sc}(t)$ e $i_{ac}(t)$, e $v_c(t)$ e $i_b(t)$, para as frequências de excitação do sensor resolver igual a 2,5 kHz, 7,5 kHz e 12,5 kHz, respectivamente. Observa-se que os sinais $s_1(t)$ e $s_2(t)$ são compostos basicamente dos componentes em frequência da fundamental da corrente, 60 Hz, da frequência de excitação do sensor resolver, 2,5 kHz, 7,5 kHz ou 12,5 kHz, e múltiplos inteiros da frequência de chaveamento, 5 kHz. Além disso, esses valores de frequência foram escolhidos para que o sinal em frequência do sensor resolver ficasse igualmente espaçado das componentes em frequência dos outros sinais multiplexados, como apresentado na equação 3.14.

Figura 4.1.8 – Espectro de Frequência dos Sinais Multiplexados. ($f_s = 2,5$ kHz)(a) Sinal $s_1(t)$.(b) Sinal do $s_2(t)$.

Fonte: Autor.

Figura 4.1.9 – Espectro de Frequência dos Sinais Multiplexados. ($f_s = 7,5$ kHz)(a) Sinal $s_1(t)$.(b) Sinal do $s_2(t)$.

Fonte: Autor.

Figura 4.1.10 – Espectro de Frequência dos Sinais Multiplexados. ($f_s = 12,5$ kHz)(a) Sinal $s_1(t)$.(b) Sinal do $s_2(t)$.

Fonte: Autor.

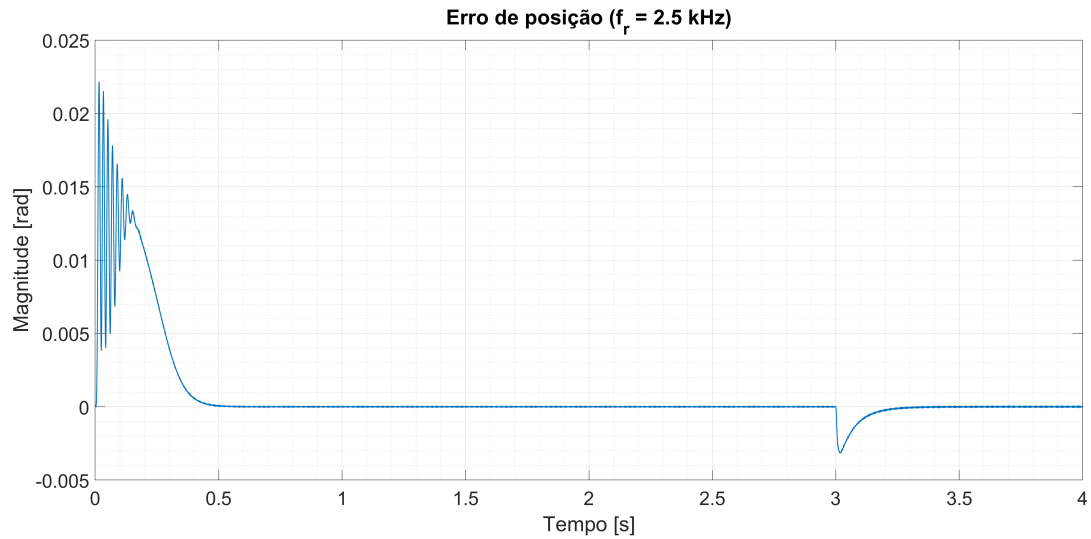
O erro do ângulo estimado para o sistema proposto é apresentado considerando o conjunto de polos lentos nas figuras 4.1.11, para $f_r = 2,5$ kHz, 4.1.12, para $f_r = 7,5$ kHz, e 4.1.13, para $f_r = 12,5$ kHz. Nota-se que conforme aumenta-se a frequência de excitação do sensor resolver, menor é o ruído do sinal de erro, ou seja, mais próximo de zero este se encontra.

O ATO leva cerca de 0,5 segundos para levar o erro de estimação próximo a zero. Isso se deve a aceleração do motor no tempo menor que 0,5 segundos e como o ATO é do tipo-II, este possui um erro não-nulo na aceleração. Isto também é visto na perturbação causada pelo aumento da carga do motor no tempo 3 segundos. Porém, quando o motor

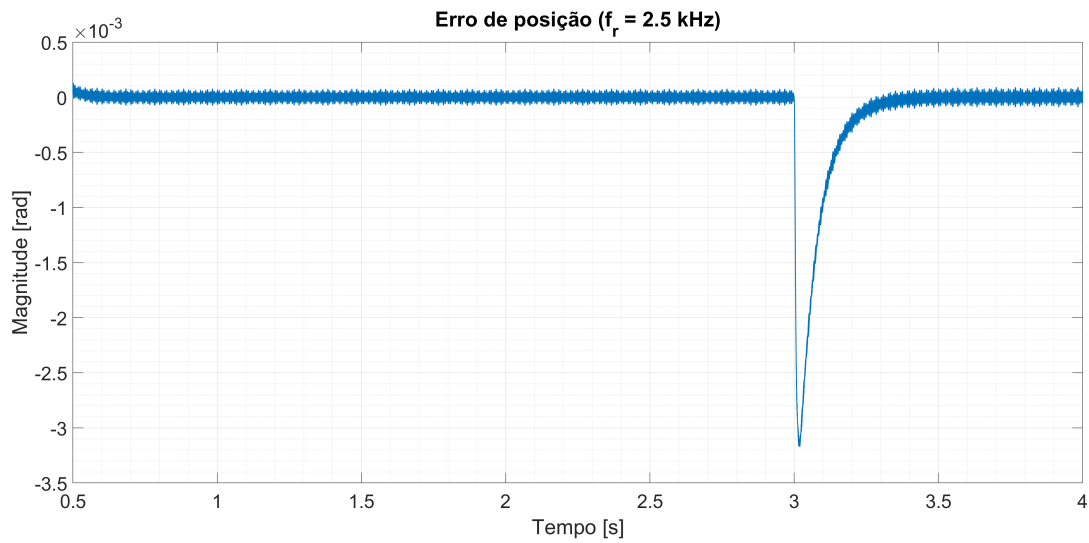
está operando em regime permanente e em velocidade constante, seu erro tende a zero.

Figura 4.1.11 – Erro de Estimativa da Posição pelo ATO com Polos Lentos. ($f_s = 2,5$ kHz)

(a) Sinal do Erro.



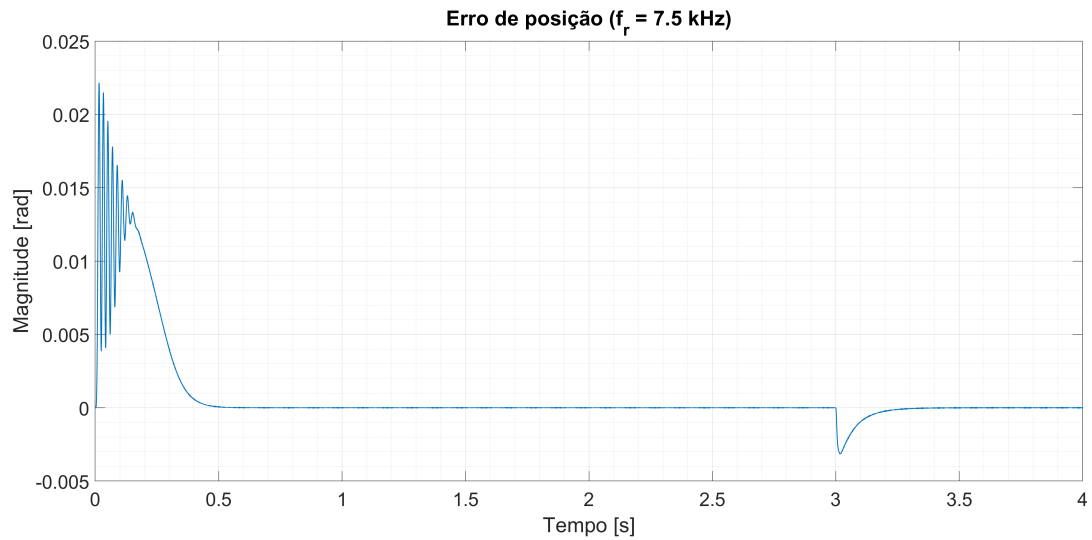
(b) Sinal do Erro Ampliado no Regime Permanente.



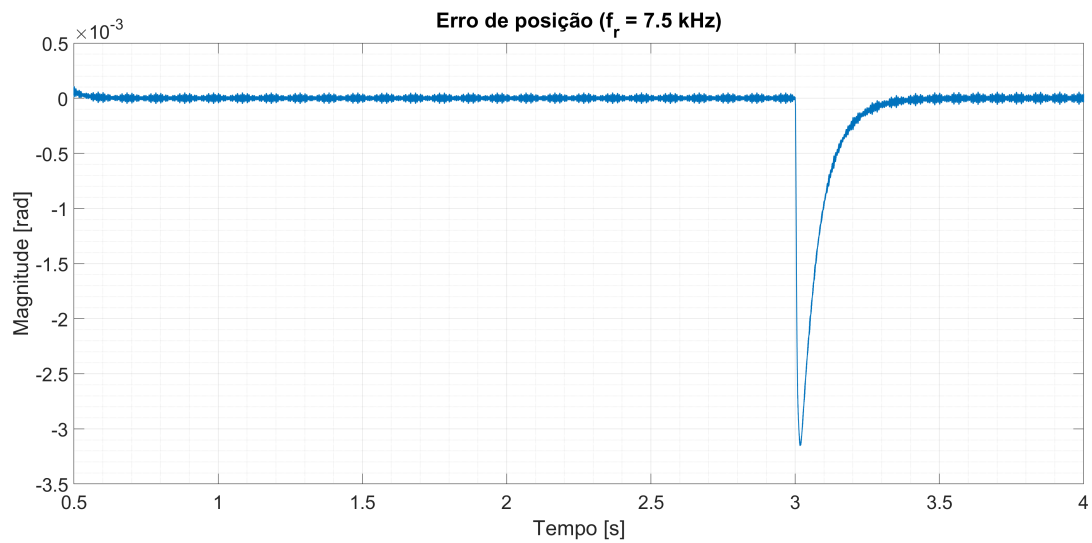
Fonte: Autor.

Figura 4.1.12 – Erro de Estimativa da Posição pelo ATO com Polos Lentos. ($f_s = 7,5$ kHz)

(a) Sinal do Erro.



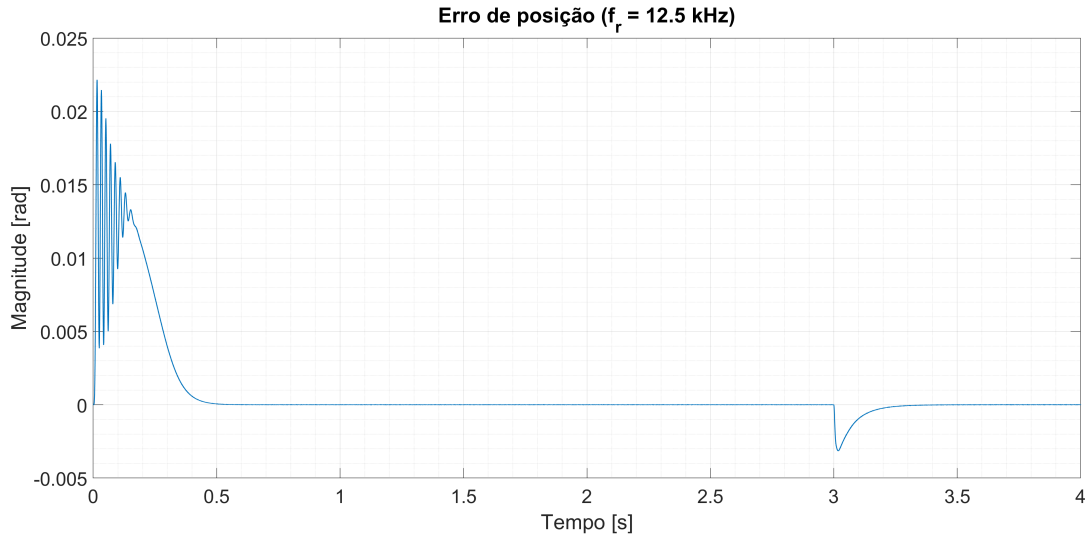
(b) Sinal do Erro Ampliado no Regime Permanente.



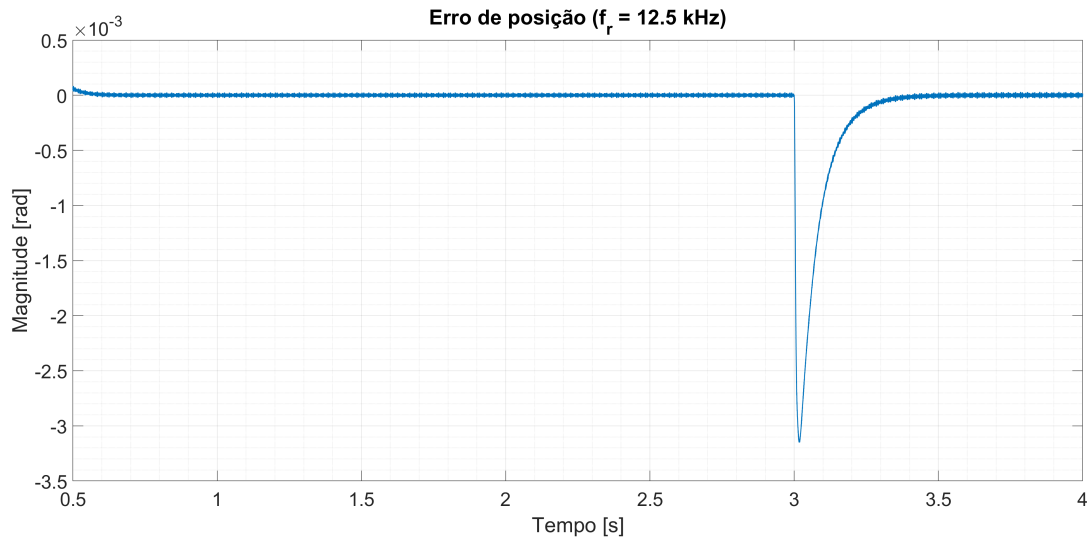
Fonte: Autor.

Figura 4.1.13 – Erro de Estimativa da Posição pelo ATO com Polos Lentos. ($f_s = 12,5$ kHz)

(a) Sinal do Erro.



(b) Sinal do Erro Ampliado no Regime Permanente.



Fonte: Autor.

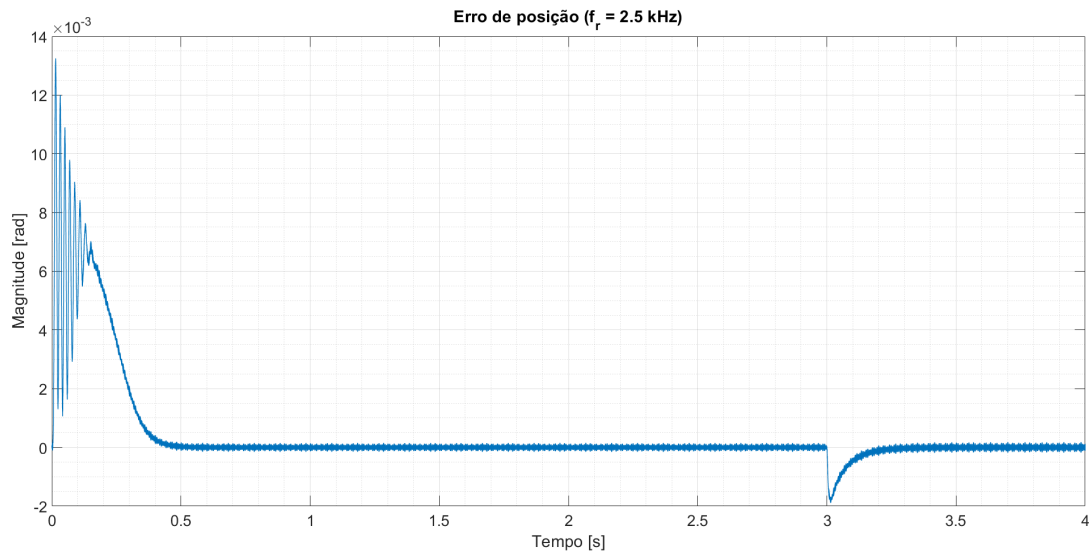
Para os resultados obtidos em polos lentos, tem-se que para a $f_r = 2,5$ kHz, o erro varia em torno de $\pm 0,1 \cdot 10^{-3}$, para a $f_r = 7,5$ kHz, o erro varia em torno de $\pm 0,06 \cdot 10^{-3}$, e para a $f_r = 12,5$ kHz, o erro varia em torno de $\pm 0,02 \cdot 10^{-3}$.

O erro do ângulo estimado para o sistema proposto é apresentado considerando o conjunto de polos rápidos nas figuras 4.1.14, para $f_r = 2,5$ kHz, 4.1.15, para $f_r = 7,5$ kHz, e 4.1.16, para $f_r = 12,5$ kHz. Ressalta-se que as mesmas observações feitas em relação a frequência de excitação do resolver e comportamento dinâmico para as figuras 4.1.11, 4.1.12, e 4.1.13, valem para as figuras 4.1.14, 4.1.15, e 4.1.16. Por possuir

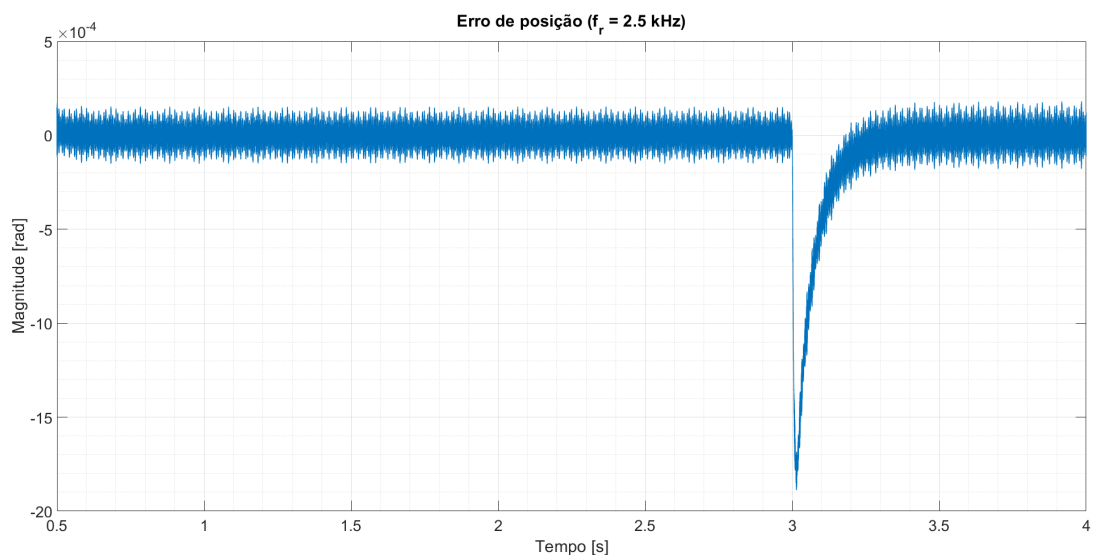
polos rápidos, observa-se que o ATO nessa configuração possui um erro estimado menor no começo da estimativa, de 0,025 para polos lentos para 0,014 para polos rápidos. Porém, na configuração de polos rápidos, nota-se que mesmo o erro de estimação no regime permanente tendendo a zero, o sinal é bem mais ruidoso que na configuração de polos lentos.

Figura 4.1.14 – Erro de Estimativa da Posição pelo ATO com Polos Rápidos. ($f_s = 2,5$ kHz)

(a) Sinal do Erro.



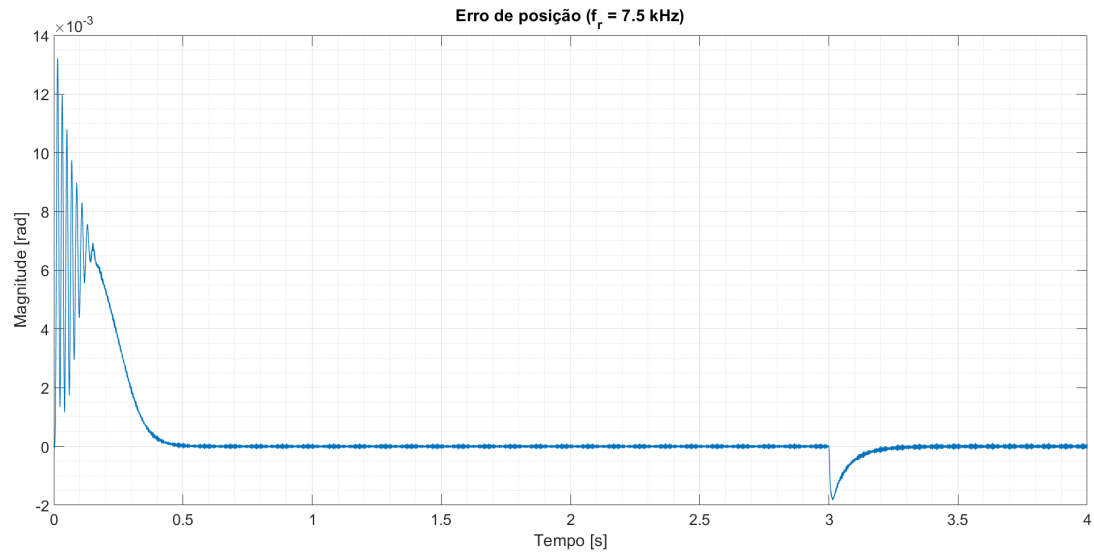
(b) Sinal do Erro Ampliado no Regime Permanente.



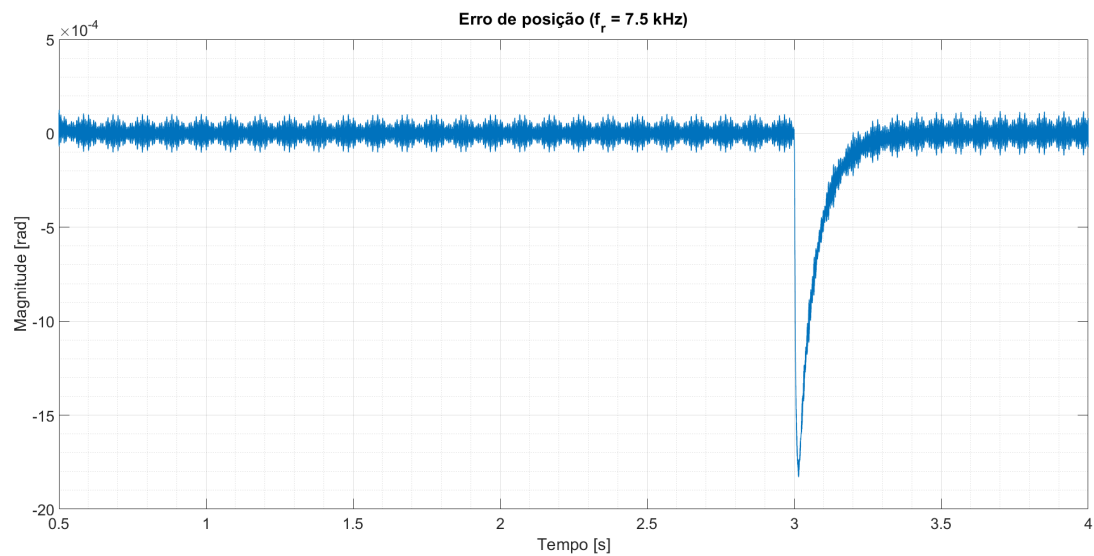
Fonte: Autor.

Figura 4.1.15 – Erro de Estimativa da Posição pelo ATO com Polos Rápidos. ($f_s = 7,5$ kHz)

(a) Sinal do Erro.



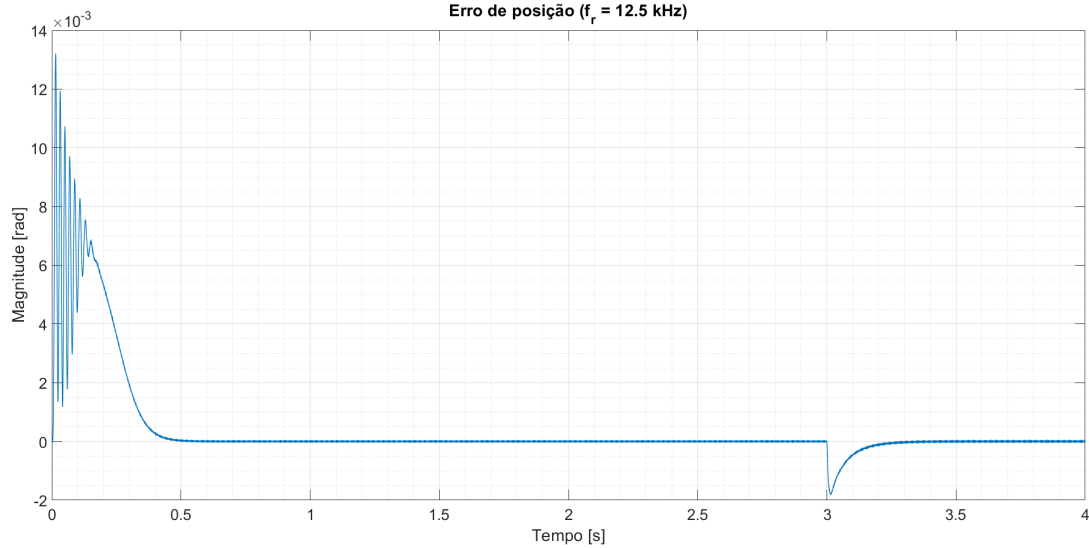
(b) Sinal do Erro Ampliado no Regime Permanente.



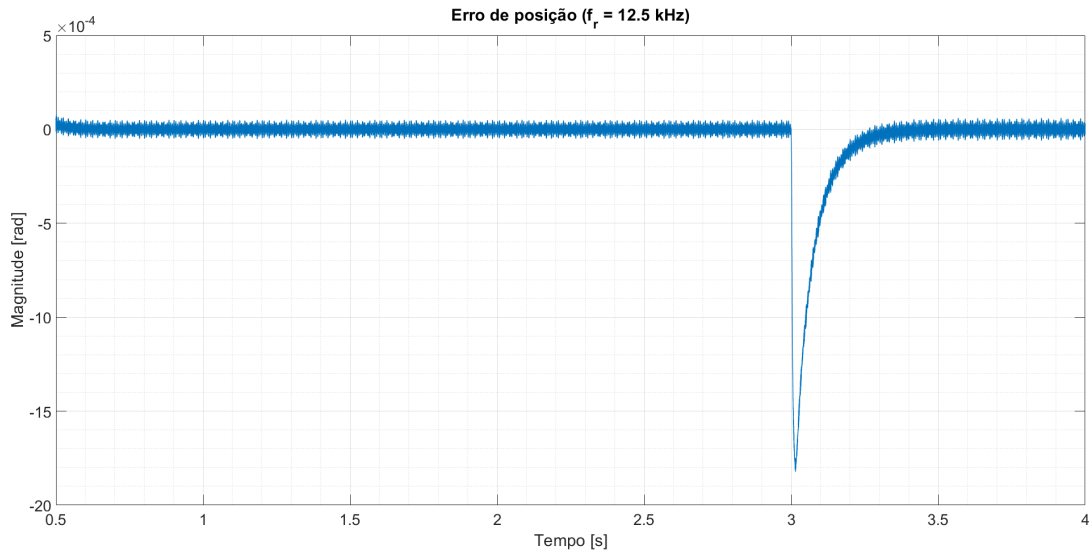
Fonte: Autor.

Figura 4.1.16 – Erro de Estimativa da Posição pelo ATO com Polos Rápidos. ($f_s = 12,5$ kHz)

(a) Sinal do Erro.



(b) Sinal do Erro Ampliado no Regime Permanente.

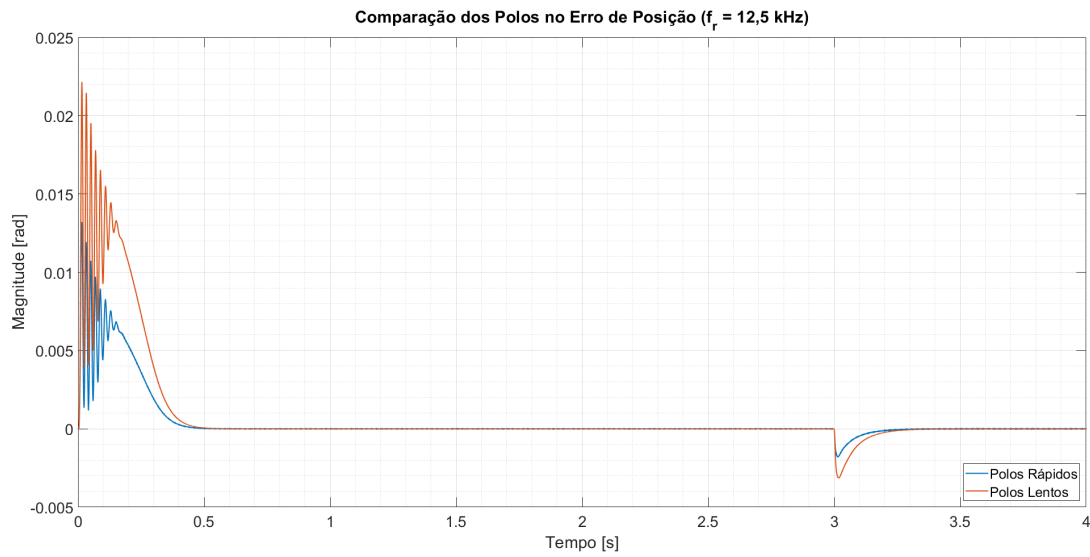


Fonte: Autor.

Para os resultados obtidos em polos rápidos, tem-se que para a $f_r = 2,5$ kHz, o erro varia em torno de $\pm 0,2 \cdot 10^{-3}$, para a $f_r = 7,5$ kHz, o erro varia em torno de $\pm 0,12 \cdot 10^{-3}$, e para a $f_r = 12,5$ kHz, o erro varia em torno de $\pm 0,05 \cdot 10^{-3}$.

Os resultados apresentados na figura 4.1.17 mostram a diferença da escolha dos polos no regime transitório. A resposta do ATO considerando polos rápidos é bem mais ágil que a resposta considerando polos lentos. A imagem foi coletada considerando a frequência de excitação do sensor resolver igual a 12,5 kHz, uma vez que essa frequência apresenta poucos ruídos e deixa o sinal mais claro de ser visualizado.

Figura 4.1.17 – Comparação do Efeito dos Polos no Erro de Posição.

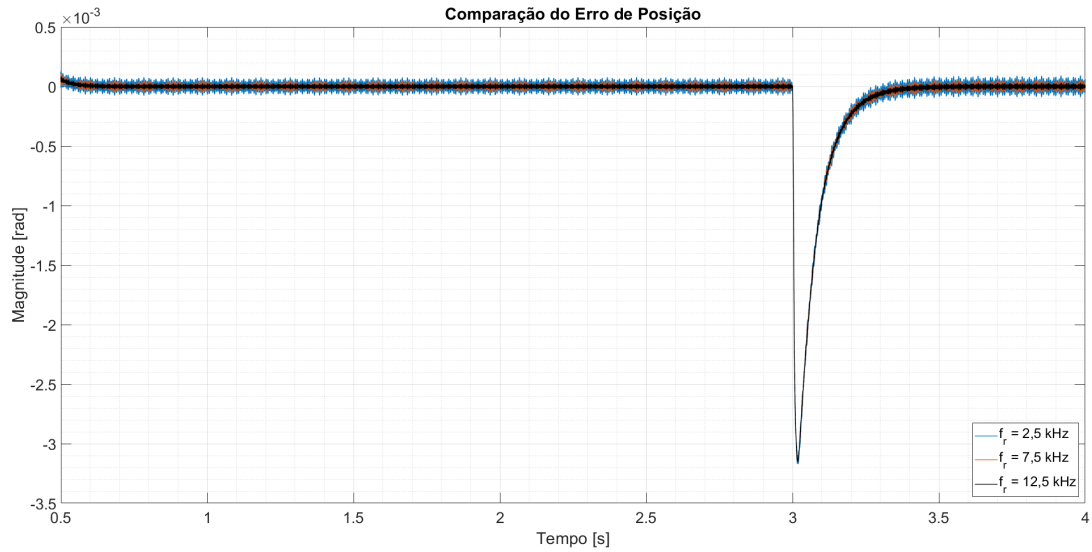


Fonte: Autor.

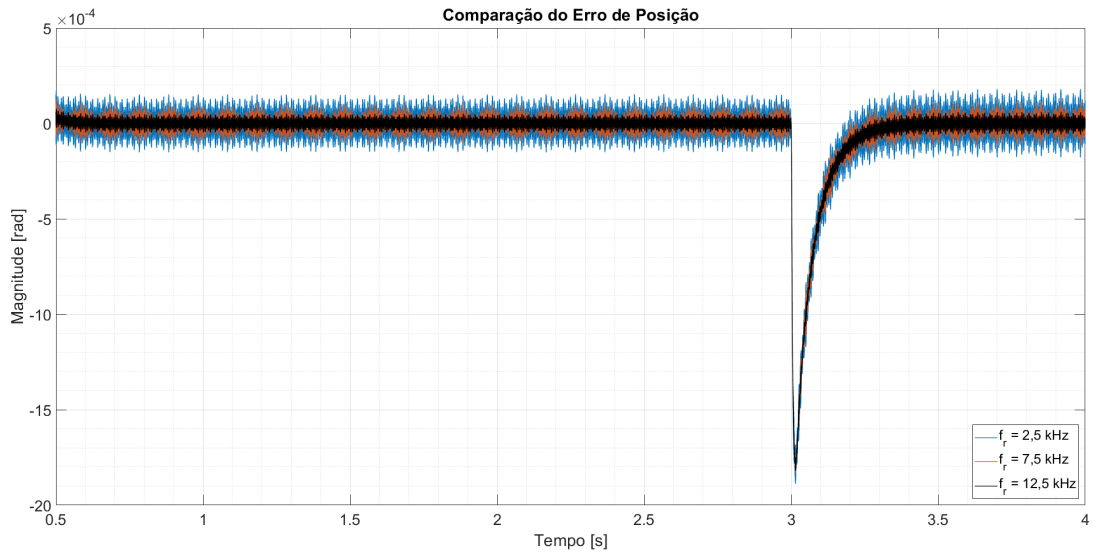
Os resultados apresentados nas figuras 4.1.18a e 4.1.18b mostram a diferença da escolha das frequências na estimativa do erro em regime permanente, sendo estas frequências iguais a 2,5 kHz, 7,5 kHz e 12,5 kHz. A resposta do ATO considerando polos lentos possui uma oscilação pequena no regime permanente, portanto, a diferença entre as frequências de excitação do sensor não são tão evidentes. Porém, ao utilizar polos rápidos, observa-se claramente a influência da frequência na oscilação da estimativa do erro de posição pelo ATO.

Figura 4.1.18 – Comparação do Efeito da Frequência f_r no Erro de Posição.

(a) Em Polos Lentos.



(b) Em Polos Rápidos.

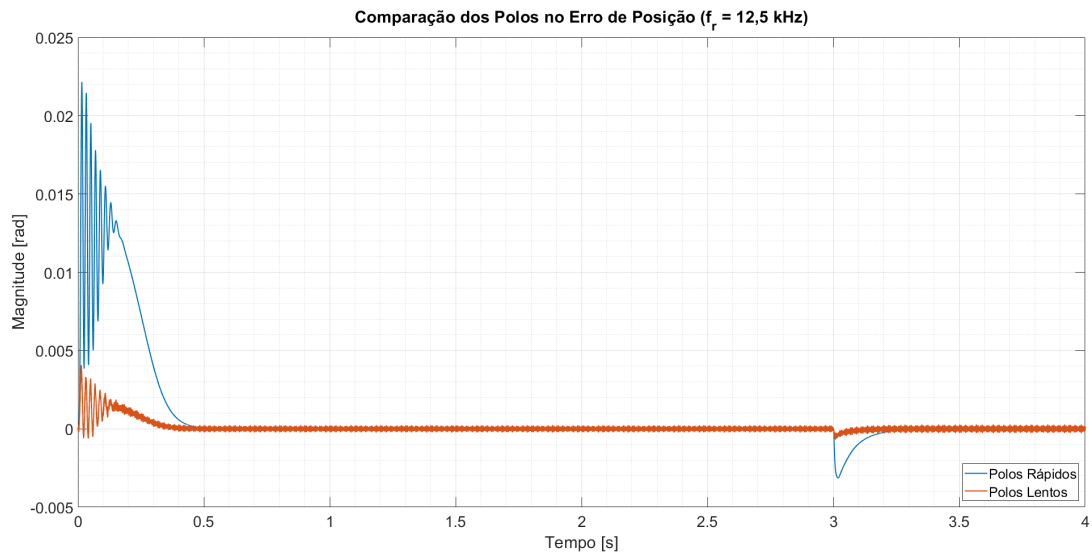


Fonte: Autor.

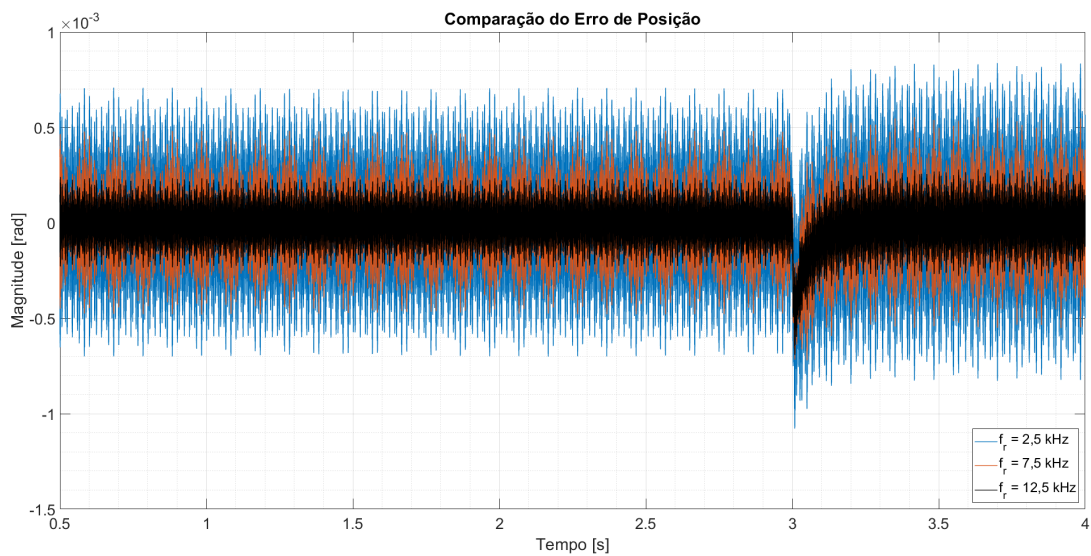
Caso os polos mais rápidos sejam igual a três vezes os polos iniciais mais lentos, os resultados do período transitório e do regime permanente estão apresentados na figura 4.1.19.

Figura 4.1.19 – Comparação do Erro.

(a) Comparação do Efeito dos Polos no Erro de Posição, polo inicial e polo três vezes maior.



(b) Comparação do Efeito da Frequência f_r no Erro de Posição.



Fonte: Autor.

Conclusão

Este *Trabalho de Conclusão de Curso* propõe uma técnica de aquisição de dados para adquirir os valores da posição angular e a fundamental de frequência da corrente estatórica de uma aplicação para acionamentos de motores trifásicos com o uso do sensor resolver. Esta técnica proposta se baseia no uso da multiplexação no domínio do tempo para reduzir pela metade o número de sinais amostrados, da amostragem síncrona para obter o valor da fundamental da corrente no estator e de um observador de rastreamento angular para obter uma estimativa da posição angular do eixo da máquina.

A amostragem síncrona permite simplificar o processo de demultiplexação dos sinais de corrente, ao invés de estimar o valor das correntes estatóricas, reduzindo a interferência harmônica no sinal sem o uso de filtros digitais. A amostragem síncrona só é possível se a amostragem do sinal estiver sincronizada com o pico ou o vale da onda portadora triangular da técnica PWM, além de que a frequência de excitação do sensor resolver também deve estar sincronizada com a portadora triangular.

O ATO proposto dá uma excelente estimativa da posição angular do eixo do motor. O erro do ATO sempre tende a zero, quando utilizado em sistemas de velocidade ou posição constantes, por ser do tipo-II. O aumento da frequência de excitação do sensor resolver reduziu a interferência no sinal de posição estimado pelo ATO. Esta redução na interferência fica clara quando se utiliza polos rápidos no ATO, melhorando assim a resposta do ATO no transitório e reduzindo o ruído no erro durante o regime permanente. Além disso, o uso da corrente obtida pela amostragem síncrona no ATO melhor a estimativa do ângulo em relação a trabalhos publicados anteriormente.

Como trabalho futuro, este sistema deve ser implementado em um sistema de processamento digital e, assim que validado utilizando a técnica de *hardware-in-the-loop*, o sistema deve ser implementado com uma planta física envolvendo um motor de indução trifásico, um sensor resolver, dois ADCs, dois somadores analógicos e um sistema de controle. Por último, visa a implementação do algoritmo proposto em um sistema de controle vetorial de malha fechada.

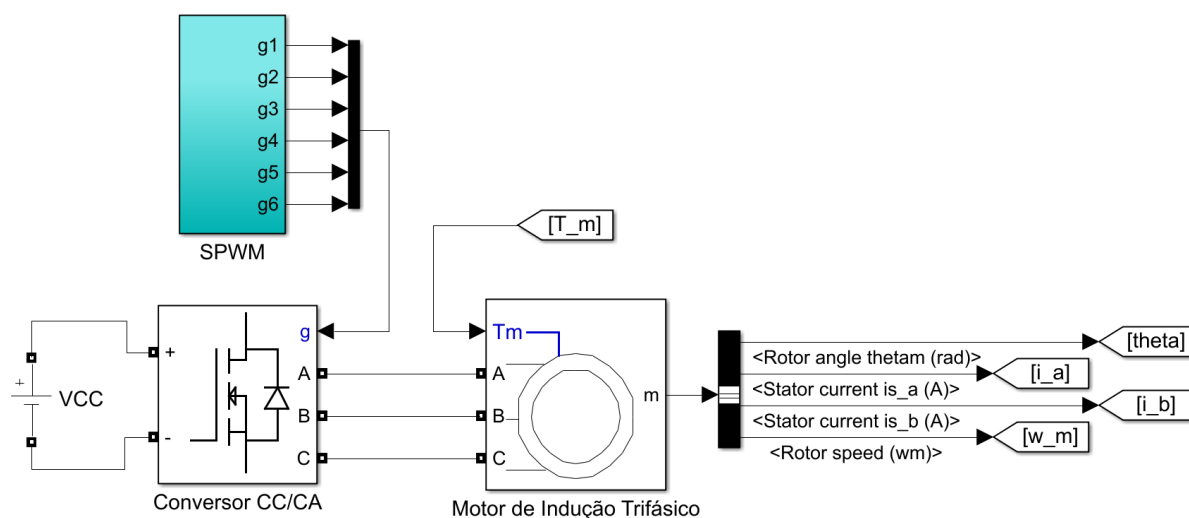
Referências

- BOSE, B. K. *Modern Power Electronics and AC Drives*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 2002. Citado 6 vezes nas páginas 20, 21, 22, 23, 24 e 43.
- CORDERO, R. et al. Application of frequency domain multiplexing for the reduction of adcs in vector control of pmsm. In: IEEE. *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2012. p. 1690–1695. Citado 7 vezes nas páginas 26, 27, 28, 29, 40, 41 e 44.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. *Modern control systems*. [S.l.]: Pearson, 2011. Citado na página 53.
- GARCÍA, R. C. *Controle de Velocidade de Motor Síncrono de Ímã Permanente Utilizando Redes Neurais Artificiais e Multiplexação em Frequência*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2015. Citado 10 vezes nas páginas 17, 26, 27, 28, 29, 37, 38, 39, 40 e 44.
- GARCÍA, R. C. et al. Improved demultiplexing algorithm for hardware simplification of sensed vector control through frequency-domain multiplexing. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 64, n. 8, p. 6538–6548, 2017. Citado 18 vezes nas páginas 18, 26, 27, 28, 29, 37, 38, 39, 40, 41, 43, 44, 46, 47, 48, 52, 53 e 54.
- GARNET. *Automazione & Robotica. Toyota Prius: hybrid system control with two Singlsyn resolvers*. 2017. http://www.garnet.it/en/toyota-prius-hybrid-system-control-with-two-singlsyn-resolvers#.W4m3_c5KiUk. Acessado em: 15/08/2018. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 42.
- HUSAIN, I. *Electric and Hybrid Vehicles: Design Fundamentals*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2003. Citado 12 vezes nas páginas 12, 13, 14, 15, 16, 17, 20, 21, 23, 24, 25 e 43.
- LATHI, B. P. *Communication Systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 1968. Citado 10 vezes nas páginas 26, 27, 30, 32, 34, 35, 36, 38, 39 e 43.
- MINEBEAMITSUMI. *Mobilization of know-how cultivated over half a century Realization of the development and mass production of rotation angle sensors supporting the core of the next-generation eco-friendly cars*. 2017. <http://www.minebeamitsumi.com/english/strengths/column/resolver/index.html>. Acessado em: 15/08/2018. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 42.
- MOOG. *Synchro and Resolver Engineering Handbook*. Blacksburg, VA, 2004. Citado 5 vezes nas páginas 17, 19, 20, 43 e 46.
- National Instruments. *Simultaneous Sampling Data Acquisition Architectures*. 2015. <http://www.ni.com/white-paper/4105/en/>. Acessado em: 21/10/2018. Citado 6 vezes nas páginas 20, 26, 36, 37, 38 e 42.
- REGINATTO, R. *Controle por Campo Orientado do Motor de Indução com Adaptação de Parâmetros via MRAC*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Outubro 1993. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 24.

- STATISTA. *Number of passenger cars and commercial vehicles in use worldwide from 2006 to 2015 in (1,000 units)*. 2015. <https://www.statista.com/statistics/281134/number-of-vehicles-in-use-worldwide/>. Acessado em: 15/10/2018. Citado na página 12.
- TELECO. *Telefonia Digital: Multiplexação de Sinais*. 2018. http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialconvdados/pagina_4.asp. Acessado em: 07/11/2018. Citado 3 vezes nas páginas 26, 30 e 38.
- Texas Instruments [TIDA-01507]. *Resolver-Based Motor Control Reference Design With a BLDC Motor and C2000TMMCU*. Dallas, TX, 2018. Citado 6 vezes nas páginas 12, 13, 17, 18, 21 e 22.
- Texas Instruments [TIDA-01527]. *Discrete Resolver Front-End Reference Design With C2000TMMicrocontroller and $\pm 0.1^\circ$ Accuracy*. Dallas, TX, 2018. Citado 5 vezes nas páginas 12, 17, 18, 19 e 20.
- WALDEN, R. H. Analog-to-digital converter survey and analysis. *IEEE Journal on selected areas in communications*, IEEE, v. 17, n. 4, p. 539–550, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.

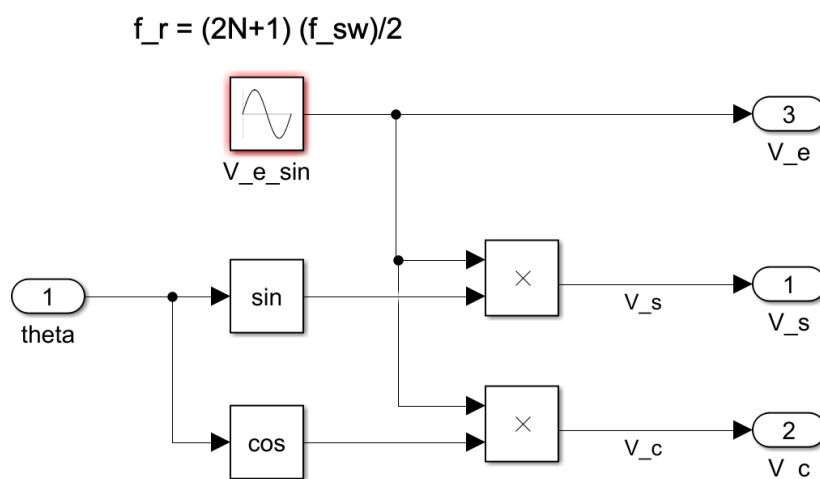
Apêndices

Figura A.0.2 – Simulação do Acionamento da Máquina de Indução Trifásica com SPWM.



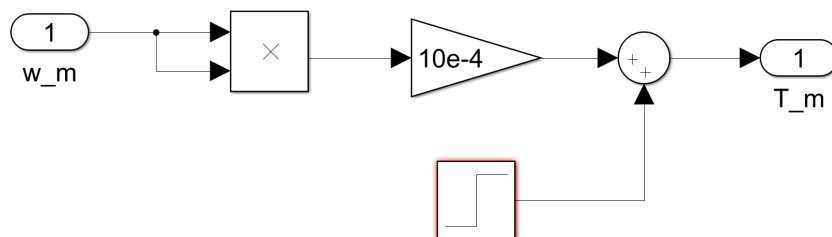
Fonte: Autor.

Figura A.0.3 – Obtenção dos Sinais de Saída do Sensor Resolver.



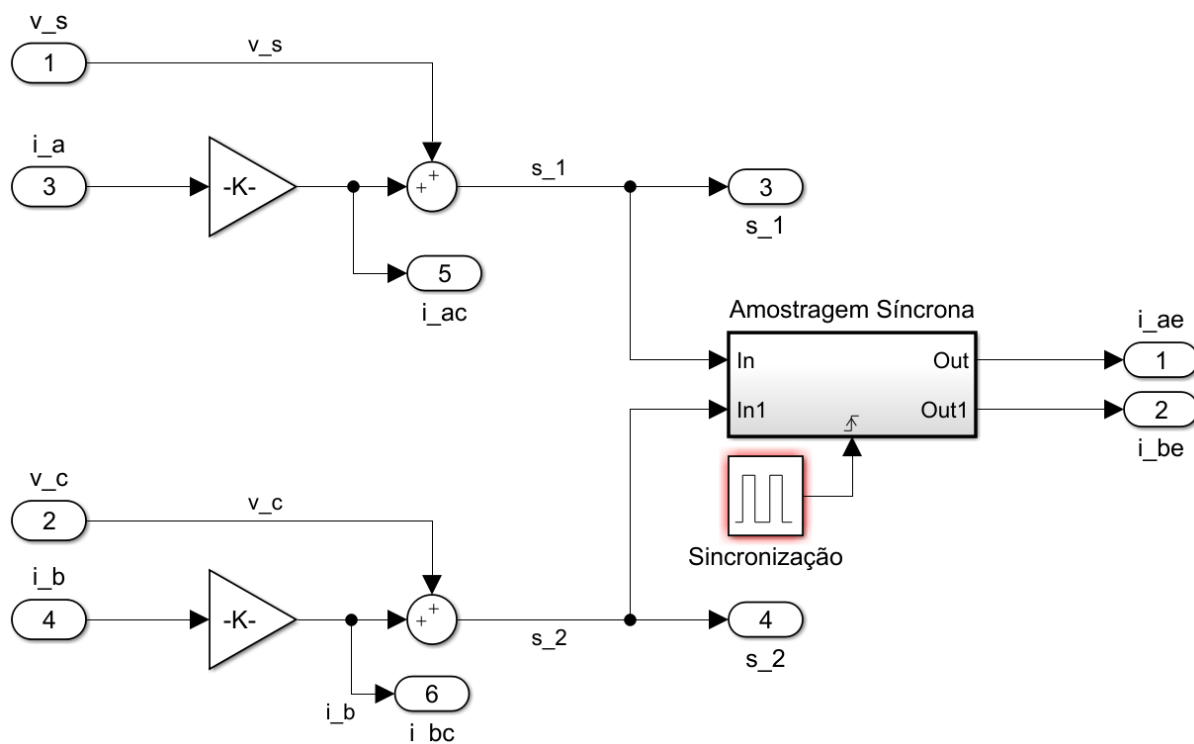
Fonte: Autor.

Figura A.0.4 – Diagrama para Variação da Carga no Eixo do Motor.



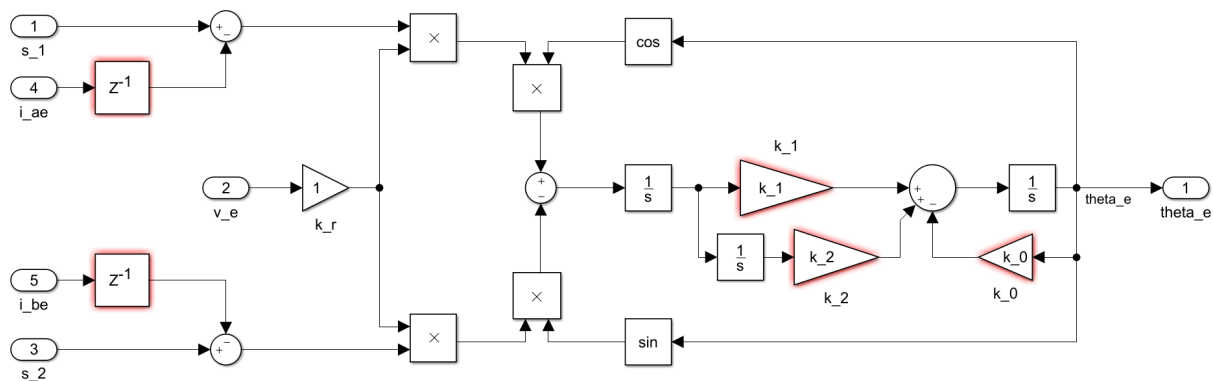
Fonte: Autor.

Figura A.0.5 – Sistema de Multiplexação e de Amostragem Síncrona.



Fonte: Autor.

Figura A.0.6 – Sistema de Estimação da Posição Angular por um ATO Tipo-II.



Fonte: Autor.