

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**“Desenvolvimento e Implementação de um Sistema de Controle de Posição e Velocidade de uma Esteira Transportadora usando Inversor de Frequência e Microcontrolador”**

**Thiago Raniel**

**Orientador:** Prof. Dr. Jozue Vieira Filho

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia - UNESP – Campus de Ilha Solteira, para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Automação.

## FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pela Seção Técnica de Aquisição e Tratamento da Informação  
Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação da UNESP - Ilha Solteira.

R197d

Raniel, Thiago.

Desenvolvimento e implementação de um sistema de controle de posição e velocidade de uma esteira transportadora usando inversor de frequência e microcontrolador / Thiago Raniel. -- Ilha Solteira : [s.n.], 2011  
127 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de Conhecimento: Automação, 2011

Orientador: Jozue Vieira Filho  
Inclui bibliografia

1. Motor de indução trifásico. 2. Inversor de frequência.  
3. Microcontrolador. 4. Protocolo de comunicação serial. 5. Controle de posição e velocidade.



**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA**  
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA  
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA

### CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

**TÍTULO:** Desenvolvimento e Implementação de um Sistema de Controle de Posição e Velocidade de uma Esteira Transportadora usando Inversor de Frequência e Microcontrolador

**AUTOR:** THIAGO RANIEL

**ORIENTADOR:** Prof. Dr. JOZUE VIEIRA FILHO

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica ,  
Área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:

Prof. Dr. JOZUE VIEIRA FILHO  
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. CARLOS ANTONIO ALVES  
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. TONY INÁCIO DA SILVA  
Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação - Instituto Federal de Mato Grosso - IFMT - Cuiabá/MT

Data da realização: 24 de maio de 2011.

*À minha noiva Maressa, dedico.*

## **AGRADECIMENTOS**

*Agradeço a Jeová Deus a fonte da vida.*

*Agradeço à minha amada Maressa pela compreensão, ajuda e amor demonstrados durante a elaboração deste projeto.*

*Agradeço aos meus pais Nilton Cesar Raniel e Marisa Godoi Carvalho Raniel por me ensinarem a nunca desistir de lutar e à minha irmã Jéssica Godoi Raniel pela motivação nos momentos críticos.*

*Agradeço ao Professor Doutor Jozue Vieira Filho pela importante orientação prestada e pela oportunidade de maior aprendizado.*

*Agradeço à empresa Inovus Máquinas Automáticas pelo suporte técnico-financeiro essencial para a conclusão deste trabalho.*

*Agradeço aos técnicos do laboratório de ensino da UNESP pela prontidão em nos ajudar.*

*Agradeço a todos os amigos que sempre deram idéias para melhorar o sistema de controle obtido.*

*Agradeço à CAPES pelo suporte financeiro fornecido.*

*“Confia em Jeová de todo o teu coração...”*

*Provérbios 3:5*

## RESUMO

A automação de esteiras rolantes é algo comum e importante em sistemas industriais, mas problemas práticos ainda representam desafios. Um dos desses desafios é manter a precisão em sistemas que exigem paradas sistemáticas, pois folgas mecânicas tendem a provocar variações nas posições de paradas ao longo do tempo. A aplicação de motores de indução têm se tornado comum e soluções eficientes e de baixo custo têm sido pesquisadas. Neste trabalho foi desenvolvido e implementado um sistema de controle de posição e velocidade aplicado em esteiras transportadoras utilizando inversor de frequência, microcontrolador, encoder óptico incremental e sensor indutivo. O movimento da esteira transportadora é efetuado por um motor de indução trifásico, que é acionado pelo conjunto microcontrolador – inversor de frequência. Este conjunto impõe uma frequência no estator do motor através de uma troca de mensagens entre microcontrolador e inversor de frequência (*Sistema Mestre-Escravo*). Para o envio e recebimento das mensagens, utilizou-se o protocolo de comunicação serial USS<sup>®</sup> (*Universal Serial Interface Protocol*) através do padrão RS-485. Os controles de posição e velocidade de rotação do eixo do motor fundamentam-se no sinal gerado pelo encoder óptico incremental, responsável por informar a posição do eixo do motor ao longo da trajetória, e no sensor indutivo que determina uma referência externa importante para a esteira transportadora. Para o funcionamento automático da esteira, elaborou-se um software em *linguagem de programação C*. Como resultado obteve-se um sistema de controle de posição e velocidade do eixo do motor de indução trifásico que apresenta bons resultados .

**Palavras-Chave:** Motor de indução trifásico. Inversor de frequência. Microcontrolador. Encoder óptico incremental. Sensor indutivo. Protocolo de comunicação serial. Controle de posição e velocidade.

## ABSTRACT

Automated conveyors system have been largely used in industrial applications. However, there are still practical issues to be overcome. One of them is due to the system mechanical limitation which can lead to low accuracy for applications based on “stop-and-go” movements. Induction motors have been largely used in such applications and low cost solutions have been searched. In this work it was developed and implemented a system of positioning and velocity control applied to conveyors which is based on frequency inverter, microcontroller, optical incremental encoder and inductive sensor. The conveyor’s movement is made by means of a three-phase induction motor, which is driven by the couple microcontroller–frequency inverter. There are messages exchange between the microcontroller and the frequency inverter (Master – Slave configuration) which is based on the *communication serial protocol USS* through the RS-485 standard. The position and velocity of the motor spindle are controlled using an optical incremental encoder, which is responsible to provide the position of the trajectory, and an inductive sensor which determines the initial reference to the conveyor. The software used to control the system was developed in *C language*. The results show a low cost system with good results.

**Keywords:** Three-phase Induction motor. Frequency inverter. Microcontroller. Optical incremental encoder. Inductive sensor. Serial communication protocol. Position control and velocity control.

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1: A) O ROTOR DE UM PEQUENO MOTOR GAIOLA-DE-ESQUILO. B) A ESTRUTURA DE UMA GAIOLA-DE-ESQUILO DEPOIS DE AS LÂMINAS DO ROTOR TEREM SIDO QUIMICAMENTE TRATADAS. ADAPTADO DE MÁQUINAS ELÉTRICAS: COM INTRODUÇÃO À ELETRÔNICA DE POTÊNCIA. ....	19
FIGURA 2: CURVA TÍPICA DE CONJUGADO X ESCORREGAMENTO DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO OPERANDO COM TENSÃO E FREQUÊNCIA CONSTANTES. ....	22
FIGURA 3: REPRESENTAÇÃO DE UMA CARGA COM VARIAÇÃO QUADRÁTICA DE TORQUE. ....	24
FIGURA 4: REPRESENTAÇÃO DE UMA CARGA COM VARIAÇÃO LINEAR DE TORQUE.....	25
FIGURA 5: REPRESENTAÇÃO DE UMA CARGA COM TORQUE CONSTANTE. ....	26
FIGURA 6: REPRESENTAÇÃO DE UMA CARGA COM POTÊNCIA CONSTANTE E TORQUE HIPERBÓLICO. ....	27
FIGURA 7: CURVA DE CONJUGADO NOMINAL E MÉDIO DE UMA CARGA TÍPICA .....	28
FIGURA 8: CURVA DE CONJUGADO MOTOR MÉDIO.....	29
FIGURA 9: CONVERSOR CC-CA MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA. ....	33
FIGURA 10: CONVERSOR CC-CA DE TENSÃO TRIFÁSICO DO TIPO 180°.....	35
FIGURA 11: FORMA DE ONDA DA FASE “R” EM RELAÇÃO À REFERÊNCIA “O”. ....	36
FIGURA 12: FORMA DE ONDA DA FASE “S” EM RELAÇÃO À REFERÊNCIA “O”.....	36
FIGURA 13: FORMA DE ONDA DA FASE “T” EM RELAÇÃO À REFERÊNCIA “O”. ....	37
FIGURA 14: UNIDADES DE RETIFICAÇÃO E CONVERSÃO CC-CA DE UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA TRIFÁSICO.....	38
FIGURA 15: RAMPAS DE ACELERAÇÃO E DESACELERAÇÃO GERADAS PELO INVERSOR DE FREQUÊNCIA. ....	41
FIGURA 16: REGIÕES DE OPERAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.....	41
FIGURA 17: CONTROLE V/F EM MALHA ABERTA ASSOCIADO A UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA PWM.....	43
FIGURA 18: A VARIAÇÃO DA TENSÃO EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA. ....	44
FIGURA 19: O TORQUE DESENVOLVIDO PELO EIXO DO MOTOR EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA. ....	45
FIGURA 20: A VARIAÇÃO DA POTÊNCIA ÚTIL DO MOTOR EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA. ....	46
FIGURA 21: CONTROLE DE VELOCIDADE V/F EM MALHA FECHADA COM INVERSOR DE FREQUÊNCIA PWM.....	47
FIGURA 22: VARIAÇÃO DE VELOCIDADE E ATUAÇÃO DO CONTROLE DE VELOCIDADE V/F EM MALHA FECHADA....	47
FIGURA 23: CONTROLE DE POSIÇÃO E VELOCIDADE EM MALHA FECHADA COM CONTROLE ESCALAR VOLTS/Hz... 48	
FIGURA 24: DIAGRAMA EM BLOCOS DA ESTRUTURA DO TIMER A.....	53
FIGURA 25: ESTRUTURA EM DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONVERSOR A/D DE 12 BITS. ....	59
FIGURA 26: REPRESENTAÇÃO DE AMOSTRAGEM ESTENDIDA.....	60
FIGURA 27: REPRESENTAÇÃO DE AMOSTRAGEM TEMPORIZADA.....	61
FIGURA 28: REDE DE MANUFATURA UTILIZANDO PADRÃO RS-485.....	68
FIGURA 29: ESTRUTURA DA MENSAGEM NO PROTOCOLO USS. ....	68
FIGURA 30: ESTRUTURA DE UMA MENSAGEM UTILIZANDO UM START INTERVAL ANTES DE INICIAR O INÍCIO DA TRANSMISSÃO. ....	70
FIGURA 31: QUADRO GERAL DA FORMAÇÃO DE CARACTERE. ....	72
FIGURA 32: ILUSTRAÇÃO DO TEMPO RESIDUAL MÁXIMO DE EXECUÇÃO DO TELEGRAMA. ....	73
FIGURA 33: SOLUÇÃO ADOTADA PARA A COMUNICAÇÃO SERIAL VIA RS-485.....	74

FIGURA 34: ASPECTOS FÍSICOS DE ENCODERS ROTATIVOS. ....	75
FIGURA 35: DISCO DO ENCODER INCREMENTAL. ....	76
FIGURA 36: DEFASAGEM ENTRE SINAIS A E B FORNECE O SENTIDO DE ROTAÇÃO. ....	77
FIGURA 37: ASPECTOS FÍSICOS DE UM SENSOR INDUTIVO. ....	79
FIGURA 38: CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE DE POSIÇÃO E VELOCIDADE PROPOSTO. ....	80
FIGURA 39: O SISTEMA DE CONTROLE DE POSIÇÃO E VELOCIDADE REALIMENTADO REPRESENTADO EM DIAGRAMA DE BLOCOS. ....	81
FIGURA 40: CIRCUITO DE AQUISIÇÃO DA VELOCIDADE DE ROTAÇÃO DO EIXO DO MOTOR DE INDUÇÃO. ....	84
FIGURA 41: FLUXOGRAMA PARA CÁLCULO DA VELOCIDADE COM A INTERRUPÇÃO EXTERNA P1.5. ....	85
FIGURA 42: DETERMINAÇÃO DO TEMPO DO PASSO. ....	86
FIGURA 43: FLUXOGRAMA PARA CONTROLE DE VELOCIDADE DO CASO 1. ....	87
FIGURA 44: A) COMPORTAMENTO DE UM POSICIONAMENTO SEM CONTROLE DE POSIÇÃO. B) COMPORTAMENTO DE POSICIONAMENTO COM CONTROLE DE POSIÇÃO. ....	89
FIGURA 45: DIMENSÕES DA POLIA NA SAÍDA DO CONJUNTO MOTO-REDUTOR. ....	90
FIGURA 46: EIXO DO MOTOR EFETUANDO UM PASSO DE 13,2 CM E COM VELOCIDADE DE 38,62 CM/S. ....	90
FIGURA 47: FLUXOGRAMA DO PROCESSO DE CALIBRAÇÃO AUTOMÁTICA. ....	94
FIGURA 48: FLUXOGRAMA PARA DETERMINAÇÃO DOS TIPOS DE PASSOS. ....	97
FIGURA 49: FLUXOGRAMA PARA TRATAMENTO DOS PASSOS QUE PERTENCEM AO CASO 1. ....	99
FIGURA 50: FLUXOGRAMA PARA PASSOS PERTENCENTES AO CASO 2. ....	101
FIGURA 51: FLUXOGRAMA QUE TRATA OS CASOS 4 E 5. ....	103
FIGURA 52: CARGA MECÂNICA CONSTANTE ACOPLADA NA SAÍDA DO CONJUNTO MOTO-REDUTOR. ....	104
FIGURA 53: DADOS DE PLACA DO MOTOREDUTOR. ....	104
FIGURA 54: PASSOS DE 9 CM A UMA VELOCIDADE DE 25,15 CM/S COM O MOTOR A VAZIO E SEM CONTROLE DE VELOCIDADE. ....	105
FIGURA 55: PASSOS DE 9 CM COM UMA CARGA APLICADA NA SAÍDA DO CONJUNTO MOTOR-REDUTOR. ....	106
FIGURA 56: PASSOS DE 9 CM COM CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR DE INDUÇÃO COM UMA CARGA. ....	106
FIGURA 57: REGISTRADOR TACTL DO TIMER A. ....	115
ILUSTRAÇÃO 58: REGISTRADOR TAR DO TIMER A. ....	116
FIGURA 59: REGISTRADOR TACCTLX DO TIMER A. ....	117
FIGURA 60: DIAGRAMA DE BLOCOS DO TIMER B. ....	118
FIGURA 61: REGISTRADOR TBCTL DO TIMER B. ....	119
ILUSTRAÇÃO 62: REGISTRADOR TBR DO TIMER B. ....	120
FIGURA 63: PRIORIDADE DAS INTERRUPÇÕES DO TIMER B E DO TIMER A. ....	121
FIGURA 64: REGISTRADOR ADC12CTL0 DO CONVERSOR A/D DE 12 BITS. ....	122
FIGURA 65: REGISTRADOR ADC12CTL0 DO CONVERSOR A/D DE 12 BITS. ....	123
FIGURA 66: REGISTRADOR ADC12CTL1 DO CONVERSOR A/D DE 12 BITS. ....	124
FIGURA 67: REGISTRADOR ADC12CTL1 DO CONVERSOR A/D DE 12 BITS. ....	125
FIGURA 68: REGISTRADOR ADC12MCTLX DO CONVERSOR A/D DE 12 BITS. ....	126
FIGURA 69: REGISTRADOR ADC12IE DO CONVERSOR A/D DE 12 BITS. ....	127

## LISTA DE TABELAS

TABELA 1: OPERAÇÕES DO TIMER A NA FUNÇÃO DE CONTADOR DE 16 BITS.....	54
TABELA 2: FONTES DE INTERRUPÇÕES DISPONÍVEIS NO TIMER A.....	56
TABELA 3: FONTES DE INTERRUPÇÕES DISPONÍVEIS NO TIMER B.....	58
TABELA 4: FONTES DE DISPARO DO ADC12.....	60
TABELA 5: FONTES DE CLOCK DO ADC12.....	62
TABELA 6: MODOS DE AMOSTRAGEM/CONVERSÃO QUE PODEM SER CONFIGURADAS NO CONVERSOR.....	63
TABELA 7: REFERÊNCIAS DE TENSÃO USADAS PELO ADC12.....	65
TABELA 8: VETORES DE INTERRUPÇÕES DO MSP430F169.....	66
TABELA 9: RELAÇÃO ENTRE OS BAUD RATES PADRÕES E O START INTERVAL.....	70
TABELA 10: VALORES DOS ERROS PROPORCIONAIS ÀS VARIAÇÕES DE CARGA NO EIXO DO MOTOR.....	96
TABELA 11: ERRO COM APLICAÇÃO DO CONTROLE DE VELOCIDADE.....	107
TABELA 12: RESULTADOS DO POSICIONAMENTO COM CARGA DE VALOR 85% DA CORRENTE NOMINAL DO MOTOR. .....	108
TABELA 13: RESULTADOS DO POSICIONAMENTO COM CARGA DE VALOR 94% DA CORRENTE NOMINAL DO MOTOR. .....	109
TABELA 14: CUSTO DO PROJETO 1.....	110
TABELA 15: CUSTO DO PROJETO 2.....	110
TABELA 16: VETORES DE INTERRUPÇÕES DISPONÍVEIS NO MSP430F169.....	120

## SUMÁRIO

<b>1. INTRODUÇÃO</b>	<b>13</b>
<b>2. ACIONAMENTOS ELÉTRICOS DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS</b>	<b>19</b>
2.1. MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS – PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	19
2.2. ESPECIFICAÇÕES DE CARGA DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	23
2.2.1. <i>Tipos de Cargas</i>	23
2.2.1.1. Cargas de Torque Variável	24
2.2.1.2. Cargas de Torque Constante	25
2.2.1.3. Cargas de Potência Constante	26
2.2.2. <i>Conjugado Resistente Médio</i>	27
2.2.3. <i>Conjugado Motor Médio</i>	29
2.2.4. <i>Tempo de Aceleração</i>	30
2.3. INVERSORES DE FREQUÊNCIA	32
2.3.1. <i>Estruturas Trifásicas</i>	32
2.3.1.1. Conversor CC-CA Trifásico Tipo $180^\circ$	33
2.3.1.2. Análise Matemática	34
2.3.2. <i>Princípio de Funcionamento do Micromaster420</i>	37
2.3.3. <i>Motores de Indução Trifásicos Alimentados por Inversores de Frequência</i>	40
2.3.3.1. Partida e Frenagem de Motores de Indução utilizando Inversores de Frequência	40
2.3.3.2. Influência do Inversor de Frequência no Motor de Indução Trifásico	42
2.3.4. <i>Controle Escalar V/f</i>	42
2.3.4.1. Controle de Velocidade em Malha Fechada utilizando Controle Volts/Hz	46
2.3.4.2. Controle de Velocidade e de Posição em Malha Fechada utilizando Controle Volts/Hz	47
<b>3. APLICAÇÃO DE DISPOSITIVOS ELETRÔNICOS NO CONTROLE DE POSIÇÃO E VELOCIDADE DE MOTORES DE INDUÇÃO</b>	<b>49</b>
3.1. O MICROCONTROLADOR MSP430F169	49
3.1.1. <i>O Sistema de Interrupções</i>	51
3.1.2. <i>Transmissão e Recepção Serial no MSP430F169</i>	51
3.1.3. <i>Introdução aos Módulos de Contagem e de temporização do MSP430F169</i>	53
3.1.3.1. O Timer B como Contador de 16 bits	57
3.1.4. <i>Conversor A/D de 12 Bits</i>	58
3.1.4.1. Configuração do ADC12	64
3.1.4.2. Referências de Tensão	64
3.1.4.3. Interrupções do ADC12	65
3.2. O PROTOCOLO DE COMUNICAÇÃO USS	67
3.2.1. <i>A Estrutura da Mensagem no Protocolo USS</i>	68
3.2.2. <i>Intervalo da Palavra de Start</i>	70
3.2.3. <i>Monitoramento e Erros de Resposta no MICROMASTER420</i>	70
3.2.3.1. Processamento de Mensagens Recebidas pelo Escravo	71

3.2.3.2. Tempo de Transmissão do Caractere (Character Run Time) -----	71
3.2.3.3. Tempo Comprimido de Execução da Mensagem (Compressed Telegram Run Time)-----	72
3.2.3.4. Tempo Máximo de Execução da Mensagem (Maximum Telegram Run Time) -----	72
3.3. COMUNICAÇÃO SERIAL USANDO O PADRÃO RS-485 -----	73
3.4. ENCODERS ÓPTICOS -----	74
3.4.1. <i>Encoder Incremental</i> -----	75
3.5. O SENSOR INDUTIVO -----	77
<b>4. METODOLOGIA PROPOSTA PARA O CONTROLE DE POSIÇÃO E VELOCIDADE DO EIXO DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO-----</b>	<b>80</b>
4.1. INTRODUÇÃO -----	80
4.2. O SISTEMA DE CONTROLE EM DIAGRAMA DE BLOCOS -----	81
4.3. O CONTROLE DE VELOCIDADE-----	83
4.3.1. <i>Tratamento do Caso 1</i> -----	83
4.3.2. <i>Tratamento do Caso 2</i> -----	86
4.4. O CONTROLE DE POSIÇÃO -----	88
4.4.1. <i>O Conceito de Área de Frenagem</i> -----	89
4.4.2. <i>O Processamento do Sinal do Encoder no MSP430F169</i> -----	92
4.4.3. <i>O Fator de Carga</i> -----	92
4.4.4. <i>Tratamento dos Cinco Casos</i> -----	96
4.4.4.1. <i>Tratamento do Caso 1</i> -----	98
4.4.4.2. <i>Tratamento do Caso 2</i> -----	100
4.4.4.3. <i>Tratamento do Caso 3</i> -----	102
4.4.4.4. <i>Tratamento dos Casos 4 e 5</i> -----	102
<b>5. RESULTADOS -----</b>	<b>104</b>
5.1. O CONTROLE DE VELOCIDADE-----	105
5.2. O CONTROLE DE POSIÇÃO -----	107
5.3. ANÁLISE DE CUSTOS-----	110
<b>6. CONCLUSÕES-----</b>	<b>111</b>
<b>7. REFERÊNCIAS-----</b>	<b>113</b>
<b>8. APÊNDICE – REGISTRADORES DO MSP430F169-----</b>	<b>115</b>
8.1. REGISTRADORES DO TIMER A-----	115
8.2. REGISTRADORES DO TIMER B-----	117
8.3. VETORES DE INTERRUPÇÕES -----	120
8.4. REGISTRADORES DO CONVERSOR A/D DE 12 BITS-----	121

## 1. INTRODUÇÃO

Os motores de corrente contínua exerciam forte predomínio em aplicações reais devido às facilidades e precisões satisfatórias encontradas no controle de torque, velocidade e posição, e ainda proporcionavam controladores mais baratos do que os realizados com motores de corrente alternada (CA).

Para os motores de corrente contínua (CC) isto é possível por meio de várias combinações de enrolamentos de campo série, derivação e excitação independente (controle “fino” de velocidade) e também por se efetuar seu equacionamento dinâmico sem a presença da saturação, tornando as equações diferenciais lineares relativamente simples e obtendo um quadro aproximado dos fenômenos (FITZGERALD; KINGSLEY; KUSKO, 1975).

Esta afirmação, por exemplo, é reforçada pelas alternativas existentes para o controle de velocidade e conjugado do motor CC: variação na resistência de armadura, manter a excitação de campo constante quando na configuração excitação independente e variar a tensão de armadura, dentre outras.

Contudo, os motores CA, principalmente os de indução trifásicos com rotor gaiola de esquilo, são muito utilizados na indústria por apresentarem algumas vantagens importantes sobre os motores CC, tais como: menor peso (em torno de 20% a 40% a menos do que os motores CC equivalentes), menor custo e maior durabilidade (exige pouca manutenção e são construtivamente mais simples e robustos) (BOSE, 2002).

A simplicidade e robustez inerentes aos aspectos construtivos do motor de indução são possíveis porque não há contato mecânico entre as partes estatórica e rotórica, ou seja, não existem partes que se desgastam facilmente, tais como comutador e escova presentes nos motores de corrente contínua. Este tipo de motor também apresenta vantagens quanto ao uso em ambientes hostis, ambientes explosivos, ambientes com poeiras, aplicações navais, etc.

Por outro lado, para o controle e variação da velocidade de operação do motor de indução não é possível implementar soluções simples como nos motores de corrente contínua. Os métodos clássicos de controle de velocidade – variação da tensão estatórica, variação da resistência rotórica no caso de motores de anéis (rotor bobinado), etc. – apresentam baixos rendimentos que na realidade representam uma grande desvantagem (FITZGERALD; KINGSLEY; KUSKO, 1975).

Entre os motores de indução, os problemas dinâmicos mais comuns estão associados à partida, à frenagem e à habilidade do motor continuar a operação durante perturbações sérias do sistema de alimentação (FITZGERALD; KINGSLEY; KUSKO, 1975). Dessa forma, um

estudo das características de operação do motor de indução trifásico, bem como de alternativas utilizadas para a frenagem de motores, é algo importante e faz parte deste trabalho.

Para o acionamento de motores de indução, a base vem da eletrônica de potência, que trata da conversão e do controle de energia elétrica com a ajuda de dispositivos de chaveamento eletrônico (BOSE, 1986; BOSE, 2002). Esta área é geralmente definida como uma tecnologia híbrida que envolve as tecnologias de potência e eletrônica.

A conversão de energia deve incluir CA para CC, CC para CA, CA para CA a uma frequência diferente, CA para CA a uma mesma frequência, e CC para CC (também chamado de *chopper*). Geralmente, um sistema de eletrônica de potência requer uma conversão híbrida, tais como CA-CC-CA, CC-CA-CC, CA-CA-CA, etc. (BOSE, 2002; BOSE, 1986). O controle do fluxo de energia elétrica entre dois ou mais sistemas elétricos distintos sempre foi uma das grandes preocupações dos engenheiros eletricitistas ao longo da história da engenharia elétrica.

A eletrônica de potência também ajuda a diminuir o consumo de energia pelo aumento da eficiência que pode ser de 96% a 99% (BOSE, 2002; BOSE, 1986). Elevada eficiência economiza energia. Isto não provê somente um benefício econômico, mas ajuda a solucionar problemas ambientais. Atualmente, há uma tendência crescente no uso de fontes de energia limpas e renováveis, tais como eólica e fotovoltaicas, que são pesadamente dependentes da eletrônica de potência.

Os acionamentos de motores CA e CC constituem, possivelmente, a mais extensa área de aplicação na eletrônica de potência (BOSE, 2002; BOSE, 1986). Apesar dos acionamentos CC constituírem a maior parte das aplicações, avanços na tecnologia de acionamentos CA levaram os acionamentos CC a serem menos utilizados.

Os acionamentos de motores de indução utilizam uma unidade básica de conversão de energia denominada conversor CC-CA ou inversor de frequência (termo comum utilizado na indústria). A função básica de um inversor é transformar uma fonte contínua (de tensão ou de corrente) aplicada à sua entrada em uma fonte alternada, de valor médio nulo, simétrica em amplitude e com frequência constante.

Os conversores CC-CA de tensão (ou inversores de tensão) são os mais comuns encontrados na indústria. Eles podem ser energizados através de bancos de bateria, células combustíveis, rede de painéis fotovoltaicos, ou qualquer outra fonte de tensão em corrente contínua. Porém, nas aplicações industriais mais comuns eles são alimentados a partir de circuitos retificadores com filtros, antes de realizar a inversão (BOSE, 2002; BOSE, 1986).

Aliada à eletrônica de potência, tem-se a microeletrônica, que garante maior robustez aos acionamentos de motores de indução trifásicos. O advento dos microcontroladores proporcionou o desenvolvimento de sistemas de acionamentos de motores elétricos mais compactos, mais rápidos no controle de velocidade de rotação e posição do eixo do motor e hardware mais simples. Com isso, garante-se ganho de tempo nas linhas de produção da indústria e economia de recursos para o setor.

Um outro ponto importante é o avanço na tecnologia em sensores. Nesse sentido, adicionando-se um codificador (*encoder*) óptico incremental e um sensor indutivo a um sistema de acionamento do motor de indução trifásico, pode-se obter um sistema bem mais completo e eficiente no controle de velocidade e posição do eixo de máquinas. Exemplos de aplicações incluem esteiras transportadoras de máquinas lavadoras e classificadoras de ovos, centros de usinagem.

O controle de máquinas CA é complexo comparado ao controle de máquinas CC. As razões da complexidade são: frequência variável, demanda de conversor com baixo conteúdo harmônico (implementação de filtros analógicos e digitais), dinâmica mais complexa da máquina CA, variação dos parâmetros e sinais de realimentação mais ruidosos (incluindo a presença de harmônicas).

Na literatura encontram-se dois métodos utilizados em controle de motores de indução trifásicos: o Controle Escalar  $V/f$  (BOSE, 2002; BOSE, 1986) e o Controle Vetorial (BOSE, 2002; BOSE, 1986; LEONHARD, 1986).

O Controle Escalar  $V/f$  consiste apenas na variação de amplitude das variáveis de controle e despreza efeitos de acoplamento na máquina, ou seja, tanto o fluxo de entreferro da máquina quanto o torque eletromagnético dependem das amplitudes da tensão e frequência impostas no estator da máquina. Este tipo de controle apresenta um desempenho inferior ao controle vetorial (BOSE, 2002; BOSE, 1986), mas pode ser facilmente implementado e amplamente aplicado na indústria.

Comumente, em aplicações com frequência constante, utiliza-se este tipo de controle em malha-aberta (Controle Escalar  $V/f$ ), mas para aplicações que envolvem variações de carga seu desempenho não é satisfatório. Um melhor desempenho pode ser obtido com um sistema de malha-fechada para controle de velocidade através do controle do escorregamento ou da frequência do motor (BOSE, 2002; BOSE, 1986).

Já em um controle vetorial, um motor de indução é controlado como um motor de corrente contínua na configuração excitação independente. Em um motor CC, os fluxos de campo e armadura, que são estabelecidos, respectivamente, pelas componentes de corrente de

campo e corrente de armadura ou componente de torque, são ortogonais no espaço mesmo quando o torque é controlado pela corrente de armadura.

No entanto, o fluxo de campo não é afetado, proporcionando rápida resposta de torque. Em controle vetorial, o sinal do vetor de fluxo do entreferro (módulo e direção) é necessário. O fluxo de entreferro pode ser obtido com a ajuda de sensores, ou estimado através dos sinais de corrente e tensão nos terminais da máquina (BOSE, 2002; BOSE, 1986; LEONHARD, 1986).

Os sensores utilizados para obter o sinal do fluxo de entreferro podem ser do tipo bobinas de fluxo ou sensor de efeito Hall. As bobinas de fluxo são montadas no entreferro nos eixo direto e em quadratura. Porém, a montagem dos sensores no entreferro da máquina não é simples e, além disso, quando o rotor está em frequência muito baixa a integração de sinais muito pequenos se torna difícil devido ao problema de fuga de corrente (BOSE, 2002). Já os sensores Hall, que também são montados no entreferro, apresentam problema de precisão devido à fuga de corrente. Estes dois métodos agora são obsoletos.

O controle vetorial possibilita um elevado grau de precisão e rapidez no controle do torque, da velocidade e da posição do eixo do motor, apresentando algumas vantagens sobre o controle escalar. Nas equações de um modelo de controle vetorial, há uma dependência da constante de tempo do motor (BOSE, 2002). Isto é uma desvantagem porque esta constante de tempo, que varia amplamente devido às variações de temperatura da resistência rotórica, causa problemas de acoplamento, tornando o controle mais complexo.

A maioria das propostas para controle de motores de indução apresentadas na literatura é feita com base no controle vetorial. Contudo, devido à complexidade das equações envolvidas no controle vetorial, optou-se por elaborar um sistema de controle de velocidade e posição do eixo de um motor de indução aplicando os fundamentos do controle escalar  $V/f$ .

O motor de indução não é muito adequado para aplicações que requerem precisão no controle de posição, devido ao forte acoplamento de dinâmica não-linear presente nessas máquinas (FITZGERALD; KINGSLEY; KUSKO, 1975), as quais requerem sofisticados algoritmos para se obter melhor desempenho no controle. Logo, com o intuito de superar as dificuldades associadas ao controle de motores de indução trifásicos e se desenvolver soluções embasadas no controle escalar, diversas propostas têm sido apresentadas na literatura.

Uma dessas propostas consiste em melhorar o tratamento dos sinais dos sensores envolvidos. O encoder óptico incremental é amplamente usado para o controle em malha-fechada nos sistemas de movimento em que a posição é medida a uma frequência de

amostragem fixa (MERRY; VAN DE MOLENGRAFT; STEINBUCH, 2009). A precisão da posição é limitada pelo número de fendas no disco do encoder. Os eventos do encoder apresentam erros devido às imperfeições do encoder, tais como a não uniformidade na distribuição das fendas, excentricidade do disco, etc. (KENNEL, 2006).

Em aplicações de controle de esteiras transportadoras, as imperfeições do encoder e as vibrações mecânicas (transmissão utilizando correias) introduzem um erro entre o real e o evento observado do encoder (MERRY; VAN DE MOLENGRAFT; STEINBUCH, 2009).

Na maioria das aplicações de controle de movimento, a posição é obtida através da leitura da contagem dos pulsos gerados pelo sinal do encoder com uma frequência de amostragem fixa. Isto introduz, mesmo para encoders ideais, um erro de quantização na medida de posição de, no máximo, a metade da contagem dos pulsos gerados pelo sinal do encoder (MERRY; VAN DE MOLENGRAFT; STEINBUCH, 2009).

Uma possibilidade para aumentar a precisão da informação da posição com a mesma resolução do encoder é utilizar o conceito de *time stamping* (MERRY; VAN DE MOLENGRAFT; STEINBUCH, 2009). A idéia básica do *time stamping* é armazenar os instantes de tempo de um determinado número de transições do encoder junto com sua posição. Essas duas informações são caracterizadas como um evento do encoder, que são amostrados por um *clock* de frequência muito superior à gerada pelo encoder.

Os erros nos eventos do encoder atuam como distúrbios na informação da posição. Uma possível solução seria aumentar o número de eventos. Contudo, na maioria dos hardwares, o número de eventos disponíveis é limitado. A literatura propõe uma opção chamada *skip* para estender o período de tempo dos  $n$  eventos, sem a necessidade de mais eventos (MERRY; VAN DE MOLENGRAFT; STEINBUCH, 2009). A opção *skip* executa a função de um filtro passa-baixa nos eventos do encoder, com uma frequência de corte que é dependente da velocidade momentânea do eixo do motor.

Em alguns sistemas de controle de posição e velocidade, utilizam-se redes neurais ou lógica fuzzy para estimar a velocidade usando somente a informação da posição. Assim, desconsidera-se a não constância de eventos do encoder (ocorrência de ruídos) (YUBAZAKI et al., 1993). Sendo assim, não se faz necessária a utilização de encoders de alta resolução e elevadas frequências de amostragem para a aquisição da posição. Isto, dependendo da aplicação, agrega valores ao projeto devido à redução de custos

Entretanto, controlar a posição do eixo do motor de indução envolve utilizar técnicas de frenagem. A frenagem elétrica é utilizada em processos que exigem paradas rápidas e são classificadas como: frenagem por inversão de fases, frenagem controlada por rampa de

desaceleração e frenagem por injeção de corrente contínua em uma das fases do motor de indução trifásico.

Algumas propostas têm efetuado controles de posição com frenagens por injeção de corrente contínua (YUBAZAKI et al., 1993), não proporcionando níveis seguros de temperatura para o motor quando este efetuar várias partidas e paradas durante um dia de operação.

Com o objetivo de obter ganhos tecnológicos para o controle de posição e velocidade do eixo de um motor de indução trifásico aplicado em esteiras transportadoras, é proposto, neste trabalho, um sistema composto por um microcontrolador (MSP430F169), um inversor (MICROMASTER420 ou MM420), um encoder óptico incremental e um sensor indutivo.

Neste projeto, o microcontrolador se comunica com o inversor de frequência utilizando o protocolo de comunicação serial *USS* através de um conversor *RS-485* e os pulsos do encoder são captados pelos módulos denominados *Timer A* e *Timer B* do microcontrolador. O sistema permite a definição prévia do posicionamento do eixo do motor e executa um algoritmo dedicado para estabelecer o ponto de parada, corrigindo erros de posicionamento e controlando a velocidade de rotação, mesmo com variações de carga mecânica no eixo do motor.

O processo de parada é baseado numa frenagem por rampa de desaceleração (a frequência diminui até zero, conforme o tempo de desaceleração especificado pelo usuário). Quando o eixo atinge a posição desejada o processo é reiniciado.

Após a introdução, o trabalho desenvolvido está organizado como segue:

- No capítulo 2 apresentam-se uma visão geral de um Motor de Indução Trifásico, os tipos de frenagem elétrica existentes na literatura e o princípio de funcionamento do inversor de frequência MICROMASTER420;
- No capítulo 3 são apresentados o protocolo de comunicação serial *USS*, o microcontrolador MSP430F169, o encoder óptico incremental e o sensor indutivo;
- No capítulo 4 é apresentada e discutida a metodologia proposta;
- No capítulo 5 são apresentados e discutidos os resultados obtidos;
- No capítulo 6 são apresentadas as conclusões.

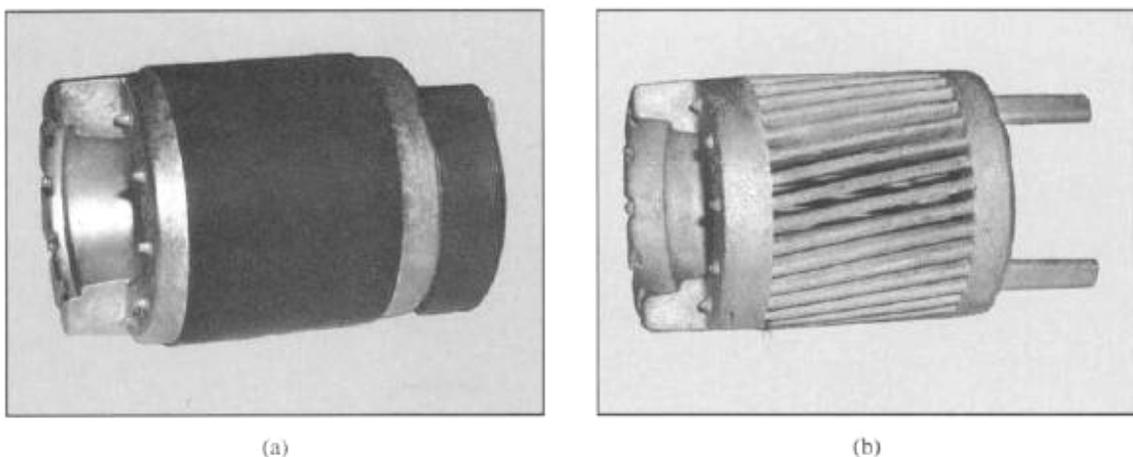
## 2. ACIONAMENTOS ELÉTRICOS DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

### 2.1. MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS – PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

No motor de indução a corrente alternada é fornecida diretamente ao estator, ao passo que o rotor recebe a corrente por indução, como em um transformador, a partir do estator. Quando o motor é alimentado por uma fonte trifásica equilibrada, um campo magnético é produzido no entreferro girando na velocidade síncrona. Esta velocidade síncrona depende do número de pólos do estator e da frequência imposta no estator do motor de indução (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

Quanto aos aspectos construtivos do rotor de um motor de indução, tem-se: os motores com rotor bobinado e os motores com rotor gaiola-de-esquilo. Em particular, o motor de indução trifásico tem o chamado rotor de gaiola-de-esquilo no qual os enrolamentos consistem em barras condutoras encaixadas em ranhuras no ferro do rotor e curto-circuitadas em cada lado por anéis condutores, conforme mostrado na figura 1. A simplicidade e a robustez na construção em gaiola-de-esquilo representam vantagens notáveis para esse tipo de motor de indução e fazem dele o tipo de motor mais comumente utilizado na indústria.

**Figura 1: a) O rotor de um pequeno motor gaiola-de-esquilo. b) A estrutura de uma gaiola-de-esquilo depois de as lâminas do rotor terem sido quimicamente tratadas. Adaptado de Máquinas Elétricas: Com introdução à eletrônica de potência.**



(FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006)

No motor de indução trifásico ocorre uma interação magnética entre o rotor e o estator. Quando o motor está parado a frequência das correntes que surgem nos enrolamentos do rotor

é idêntica à frequência das correntes do estator. A partir do momento que o motor acelera, a frequência das correntes do rotor diminui, de tal forma que sob condições de carga nominal ela é de apenas uma pequena parcela do estator (tipicamente de 2 a 10%) (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006). Por outro lado, a rotação mecânica é muito próxima da velocidade com que o campo magnético do estator gira, chamada de velocidade síncrona  $n_s$ , que é dada por:

$$n_s = \frac{120 \cdot f}{p} \quad (1)$$

Na equação 1,  $f$  é a frequência de operação imposta no estator do motor de indução e  $p$  é o número de pólos da máquina. A velocidade do rotor em  $rpm$  pode ser expressa em termos da velocidade síncrona e do escorregamento como segue:

$$n = (1 - s)n_s \quad (2)$$

A diferença entre a velocidade síncrona e a do rotor é referida comumente como o escorregamento do rotor. Neste caso, o escorregamento do rotor é  $n_s - n$ , medido em rotações por minuto ( $rpm$ ). O escorregamento é expresso mais usualmente como sendo uma fração da velocidade síncrona e é denominado de escorregamento fracionário, denotado por  $s$  e dado por:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (3)$$

O movimento relativo entre o fluxo do estator e os condutores do rotor induz tensões de frequência  $f_r$ , denominada de frequência de escorregamento e dada por:

$$f_r = s f_e \quad (4)$$

Assim, o motor de indução se comporta similarmente como um transformador, mas apresenta a característica adicional da transformação de frequência produzida pelo movimento relativo entre os enrolamentos do estator e do rotor.

O motor de indução com rotor gaiola de esquilo possui os terminais curto-circuitados em cada lado por anéis condutores. O fluxo girante do entreferro induz tensões com a frequência de escorregamento nos enrolamentos do rotor, conforme a equação 4. Na partida, o rotor está parado ( $n = 0$ ), o escorregamento é unitário, e a frequência do rotor é igual à frequência do estator  $f_e$ .

Portanto, o campo produzido pelas correntes do rotor gira à mesma velocidade que o campo do estator (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006), resultando em um conjugado de partida que faz com que o rotor tenda a girar no sentido de rotação do campo de indução do rotor. Se esse conjugado for suficiente para superar a oposição à rotação imposta pela carga no eixo, então o motor atingirá sua velocidade de operação.

No entanto, essa velocidade não pode se igualar à velocidade síncrona, porque os condutores do rotor estariam estacionários em relação ao campo do estator; nenhuma corrente seria induzida neles e, conseqüentemente, nenhum conjugado seria produzido.

Com o rotor girando no mesmo sentido de rotação que o campo do estator, a frequência das correntes do rotor será  $sf_e$  e elas produzirão uma onda girante de fluxo que irá girar com  $sn_s$  rpm em relação ao rotor. Entretanto, superposta a essa rotação, está a rotação mecânica do rotor a  $n$  rpm. Assim, em relação ao estator, a velocidade de onda de fluxo produzida pelas correntes do rotor é a soma dessas duas velocidades sendo igual a:

$$sn_s + n = sn_s + n_s(1 - s) = n_s \quad (5)$$

As correntes do rotor produzem uma onda de fluxo no entreferro que gira na velocidade síncrona e, portanto, em sincronismo com a produzida pelas correntes do estator. Como os campos do estator e do rotor giram sincronicamente cada um, eles estão estacionários entre si, produzindo um conjugado constante que assim mantém a rotação do rotor (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006). Esse conjugado, que existe em qualquer velocidade mecânica do rotor que seja diferente da velocidade síncrona, é chamado de conjugado assíncrono.

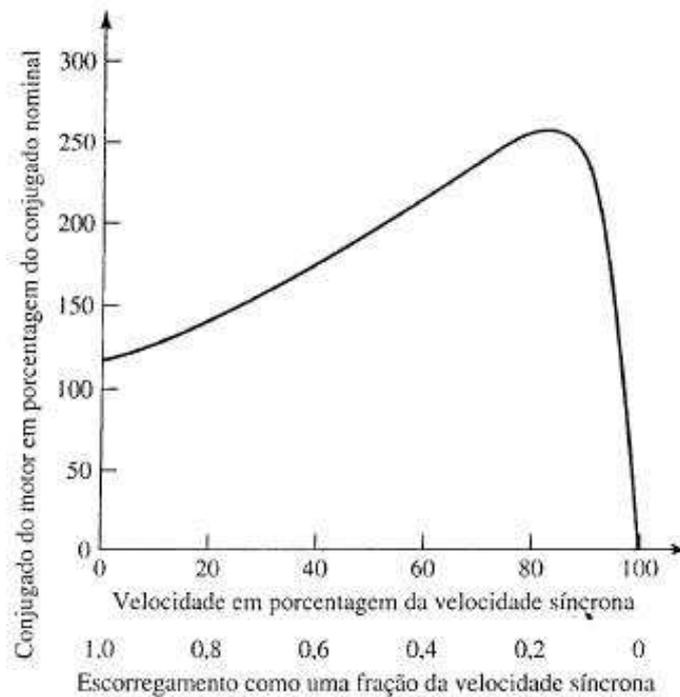
Quando a frequência e tensões impostas no estator forem constantes então o fluxo de entreferro resultante  $\phi_{en}$  é aproximadamente constante e também a FMM (Força Magnetomotriz)  $F_r$  do rotor é proporcional à corrente do rotor  $I_r$ . Assim, na equação 6 define-se o torque eletromagnético do motor de indução trifásico.

$$T = -KI_r \text{sen} \delta_r \quad (6)$$

Na equação 6,  $K$  é uma constante e  $\delta_r$  é o ângulo que indica de quanto a onda de FMM do rotor está adiantada em relação à onda resultante de FMM no entreferro.

Quando a máquina opera a vazio o escorregamento é muito baixo e, conseqüentemente, as tensões induzidas no rotor são muito baixas. Assim, a corrente no rotor é reduzida, mantendo-se um valor suficiente para produzir o torque necessário a vazio. Também, a frequência do rotor ( $f_r = sf_e$ ) é muito pequena (da ordem de 1 a 6 Hz em motores de 60 Hz). Nesse intervalo, a impedância do rotor é grandemente resistiva e, portanto, independe do escorregamento. A figura 2 mostra o gráfico torque pelo escorregamento da máquina e auxilia na compreensão do comportamento do motor de indução.

**Figura 2: Curva típica de conjugado x escorregamento de um motor de indução trifásico operando com tensão e frequência constantes.**



(FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006)

Ao se aplicar uma carga no eixo do motor de indução a velocidade diminui e o escorregamento aumenta. Com o aumento do escorregamento há um aumento da frequência rotórica, fazendo com que a tensão induzida e a corrente rotórica aumentem. A corrente do rotor, por sua vez, tende a desmagnetizar a máquina, logo, o sinal negativo na equação 6 é necessário porque a corrente induzida no rotor tem o sentido que desmagnetiza o fluxo de

entreferro. Como a tensão aplicada é constante, o fluxo de entreferro da máquina também deve permanecer aproximadamente constante. Assim, a corrente do estator terá de aumentar a fim de compensar o efeito da maior corrente do rotor.

Portanto, um aumento da corrente do rotor reflete-se num aumento da componente ativa da corrente do estator (componente em fase com a tensão e que produz potência). Desta forma a rede fornecerá mais potência para o estator, a qual será convertida em trabalho mecânico. À plena carga o motor de indução sempre irá girar a um escorregamento que assegure o equilíbrio entre o torque eletromagnético desenvolvido pelo motor e o torque resistente da carga (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

## 2.2. ESPECIFICAÇÕES DE CARGA DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Quando se deseja escolher um motor para fornecer movimento a uma determinada carga é necessário conhecer o conjugado requerido pela carga e a sua rotação. O acoplamento da carga ao motor pode ser direto ou com redutor.

- Acoplamento Direto:

$$C_n = C_c \quad (7)$$

- Acoplamento com Redutor:

$$C_n = \frac{1}{\eta_{ac}} \cdot \left( \frac{n_c}{n_m} \right) \cdot C_c \quad (8)$$

Nas equações 7 e 8  $C_n$  é o conjugado nominal do motor,  $C_c$  o conjugado nominal da carga,  $n_c$  a rotação da carga,  $n_m$  a rotação do motor e  $\eta_{ac}$  o rendimento do acoplamento.

### 2.2.1. TIPOS DE CARGAS

Em geral, as cargas podem ser representadas por expressões genéricas do conjugado e da potência, como definidas como seguem:

$$C_c = C_o + k_c \cdot n^x \quad (9)$$

$$P_c = C_o \cdot n + k_c \cdot n^x \quad (10)$$

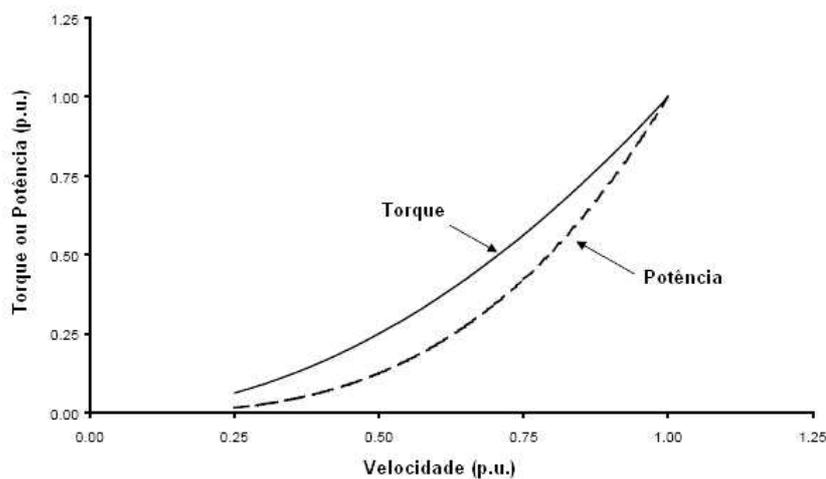
Nas equações 9 e 10,  $C_c$  é o conjugado da carga,  $C_o$  é o conjugado da carga na partida,  $k_c$  é a constante que depende da carga,  $x$  representa os parâmetros -1, 0, 1 e 2 para determinadas cargas,  $n$  é a rotação da carga e  $P_c$  é a potência da carga.

O dimensionamento correto do sistema de velocidade variável depende do conhecimento do comportamento da carga, ou seja, da demanda de torque na ponta do eixo do motor. As cargas podem ser classificadas em três tipos: torque variável, torque constante e potência constante (WEG, 2005).

### 2.2.1.1. Cargas de Torque Variável

Os exemplos típicos de cargas que apresentam conjugado variável são: bombas centrífugas, exaustores centrífugos, ventiladores e compressores centrífugos (WEG, 2005). A título de conhecimento, as figuras 3 e 4 mostram o perfil que identificam as cargas como sendo de torque com variação quadrática e torque com variação linear.

**Figura 3: Representação de uma carga com variação quadrática de torque.**



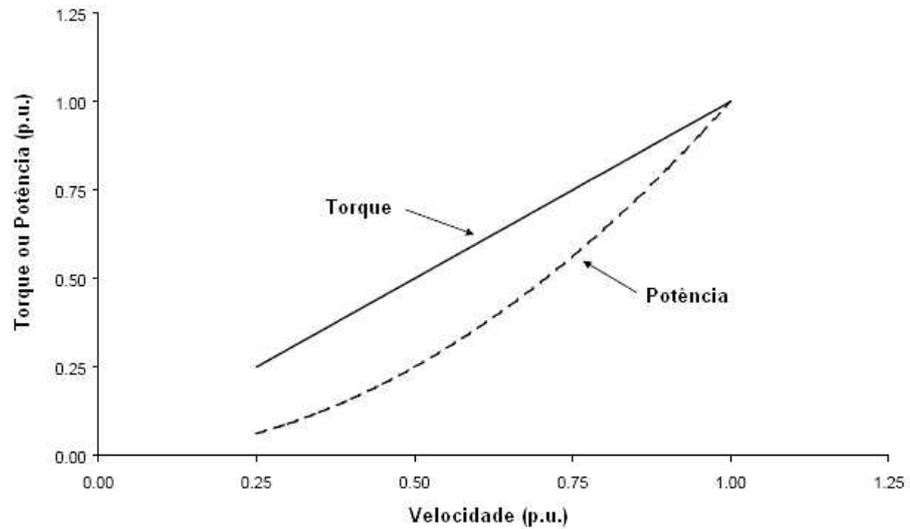
(WEG, 2005 )

A figura 3 mostra que o torque varia com o quadrado da velocidade e a potência varia com o cubo da velocidade. Assim, obtêm-se as equações 11 e 12 descritas a seguir:

$$C_c = C_o + k_c \cdot n^2 \quad (11)$$

$$P_c = C_o \cdot n + k_c \cdot n^3 \quad (12)$$

**Figura 4: Representação de uma carga com variação linear de torque**



(WEG, 2005)

A figura 4 mostra que o conjugado varia linearmente com a velocidade e a potência varia com o quadrado da velocidade. As equações 13 e 14 representam o conjugado e a potência da carga em função da velocidade.

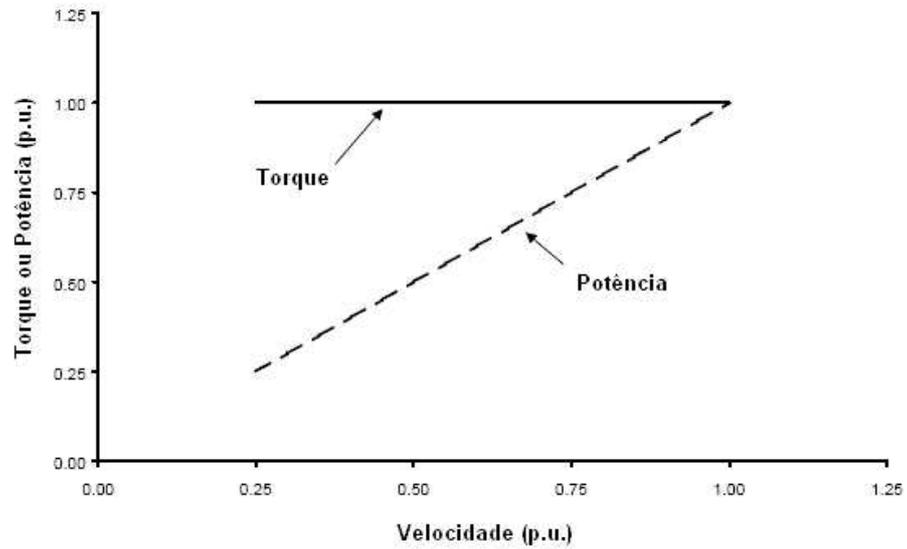
$$C_c = C_o + k_c \cdot n \quad (13)$$

$$P_c = C_o \cdot n + k_c \cdot n^2 \quad (14)$$

### 2.2.1.2. Cargas de Torque Constante

Os exemplos típicos de cargas com conjugado constante são: compressores alternados, compressores helicoidais, elevadores de caneca, esteiras transportadoras, bombas de deslocamento positivo, extrusoras e trituradores (WEG, 2005).

**Figura 5: Representação de uma carga com torque constante.**



(WEG, 2005)

Com base na figura 5, observa-se que o torque da carga é constante durante toda a faixa de velocidade e a potência varia linearmente com a velocidade de operação. As equações 15 e 16 representam o conjugado e o torque da carga em função da velocidade.

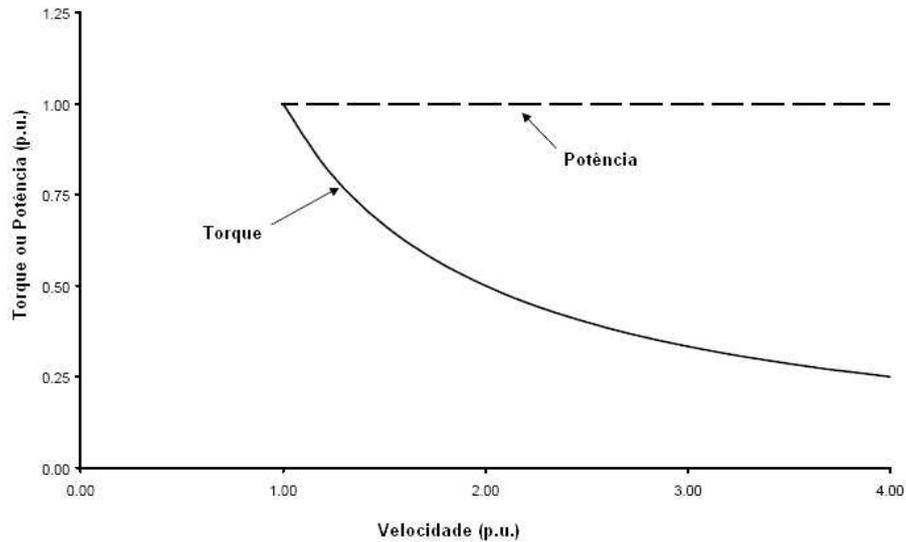
$$C_c = C_o + k_c \quad (15)$$

$$P_c = (C_o + k_c) \cdot n \quad (16)$$

### 2.2.1.3. Cargas de Potência Constante

As cargas de potência constante com conjugado de perfil hiperbólico são: ferramentas de usinagem, bobinadeiras (fio e papel) e máquinas aplicadas na indústria madeireira (WEG, 2005).

**Figura 6: Representação de uma carga com potência constante e torque hiperbólico.**



(WEG, 2005)

Na figura 6 está o perfil do conjugado e da potência da carga. Com o aumento da velocidade o torque cai hiperbolicamente a uma determinada frequência imposta no estator do motor de indução, mas a potência permanece constante durante toda a faixa de operação. A seguir, as equações 17 e 18 mostram a relação do conjugado e potência da carga com a velocidade de rotação.

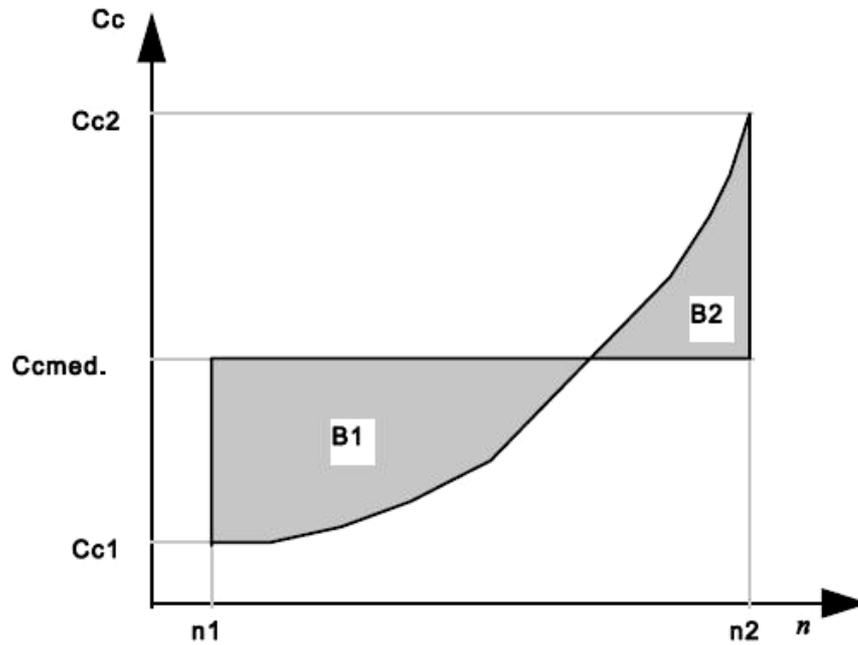
$$C_c = C_o + \frac{k_c}{n} \quad (17)$$

$$P_c = C_o \cdot n + k_c \quad (18)$$

### 2.2.2. CONJUGADO RESISTENTE MÉDIO

Este é o conjugado requerido pela carga e, portanto, depende do tipo de carga a ser acionada pelo motor (WEG, 2005). Conhecendo-se a curva do conjugado da carga é possível determinar o conjugado médio da carga que é utilizado para o cálculo do tempo de aceleração do motor. A figura 7 mostra a curva de uma carga típica utilizada para determinar o conjugado resistente médio através da igualdade das áreas.

Figura 7: Curva de conjugado nominal e médio de uma carga típica



(WEG, 2005)

O conjugado resistente médio ( $C_{RM}$ ) pode ser obtido graficamente, igualando-se as áreas  $B1$  e  $B2$  ou através da equação 19, como segue:

$$C_{Rm} = \frac{1}{n_2 - n_1} \cdot \int_{n_1}^{n_2} C_c dn \quad (19)$$

Resolvendo-se a equação 19 para  $x \geq 0$  e  $n_1 = 0$ , tem-se:

$$C_{Rm} = C_o + \frac{k_c}{x+1} \cdot n_2^x \quad (20)$$

Considerando que o motor acione uma carga com conjugado constante ( $x=0$ ), a equação 20 passa ser dada por:

$$C_{Rm} = C_o + k_c \quad (21)$$

De acordo com o tipo de carga a ser acionada pelo motor de indução trifásico a variável  $x$  deve assumir os valores 1, 2 e -1.

### 2.2.3. CONJUGADO MOTOR MÉDIO

O conjugado mecânico do eixo do motor é dado pela seguinte expressão:

$$C_{Mm} = \frac{3 \cdot R_2 \cdot I_2^2}{2 \cdot \pi \cdot n_s \cdot s} \quad (22)$$

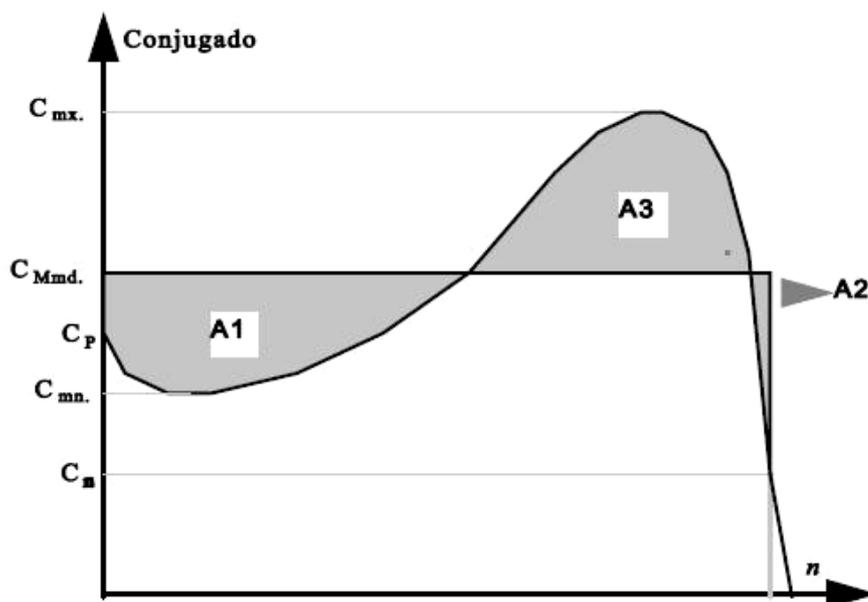
Na equação 22,  $R_2$  é a resistência de fase do rotor em *Ohm*,  $I_2$  é a corrente de fase do rotor e  $n_s$  é a rotação síncrona em *rps*.

A equação 22 representa a curva de conjugado do motor mostrada na figura 8 e após algumas simplificações pode ser reescrita como segue:

$$C_{Mm} = \frac{A - B \cdot n}{C \cdot n^2 - D \cdot n + E} \quad (23)$$

Na equação 23,  $C_{Mm}$  representa o conjugado motor médio em *Nm*,  $n$  é a rotação do motor em *rps* e  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  e  $E$  são constantes positivas que dependem do projeto do motor. O valor destas constantes depende do estado de saturação magnética do núcleo do motor e não serão abordadas neste trabalho. A figura 8 representa graficamente a equação 23.

Figura 8: Curva de conjugado motor médio.



(WEG, 2005)

Analicamente, o conjugado motor médio pode ser calculado de acordo com a equação 24, ou seja:

$$C_{Mm} = \frac{1}{n_2 - n_1} \cdot \int_{n_1}^{n_2} \frac{A - B \cdot n}{C \cdot n^2 - D \cdot n + E} dn \quad (24)$$

Na prática, a solução desta integral pode ser realizada por análise gráfica observando a figura 8. Desta forma, considera-se que  $A_1$  somada a  $A_2$  deve ser igual a  $A_3$ .

#### 2.2.4. TEMPO DE ACELERAÇÃO

O tempo de aceleração é o tempo em que o motor leva para impor movimento à carga desde a rotação zero até a rotação nominal da máquina. O cálculo deste parâmetro permite especificar um motor para movimentar uma determinada carga dentro dos limites térmicos do material isolante e sem ultrapassar os limites de ruptura das barras ou da solda do rotor, que está entre as barras e anéis de curto circuito no rotor (WEG, 2005). A determinação do tempo de aceleração proporciona informações para dimensionar o equipamento de partida e o dispositivo de proteção. Para que ocorra um funcionamento normal do acionamento é necessário que o tempo de aceleração seja menor que o tempo de rotor bloqueado, especificado para cada motor de indução trifásico. A equação 25 apresenta uma relação para o movimento de rotação, onde  $C_A$  representa o conjugado de aceleração em  $Nm$ ,  $J$  é o momento de inércia da carga em  $kgm^2$  e  $\omega$  a velocidade angular em  $rad/s$ .

$$C_A = J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (25)$$

A velocidade angular  $\omega$  presente na equação 25 pode ser calculada como segue:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot n \quad (26)$$

Para simplificação dos cálculos, substitui-se o conjugado de aceleração pelo conjugado médio de aceleração, que é obtido pela diferença entre o conjugado médio do motor e o conjugado médio da carga. Logo, tem-se o desenvolvimento das equações para obter o tempo de aceleração do motor, tendo-se inicialmente que:

$$C_{Am} = C_{Mm} - C_{Rm} \quad (27)$$

Igualando-se o conjugado médio de aceleração ao conjugado de aceleração, tem-se:

$$C_{Am} = J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (28)$$

Assim, obtém-se:

$$C_{Mm} - C_{Rm} = J \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{dn}{dt} \quad (29)$$

Para um conjunto moto-reductor, deve-se fazer  $J = J_M + J_{CE}$ . Logo, a equação 29 pode ser reescrita como segue:

$$C_{Mm} - C_{Rm} = (J_M + J_{CE}) \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{dn}{dt} \quad (30)$$

O parâmetro  $J_{CE}$  pode ser determinado de acordo com a seguinte equação:

$$J_{CE} = J_C \cdot \left( \frac{n_C}{n_M} \right)^2 \quad (31)$$

Portanto, a partir da equação 30, isolando  $dt$  e aplicando a integral nos lados da equação, obtém-se:

$$\int_0^{t_A} dt = \frac{J_M + J_{CE}}{C_{Mm} - C_{Rm}} \cdot \int_0^n dn \quad (32)$$

A solução das integrais na equação 32 leva à seguinte equação:

$$t_A = \frac{\pi \cdot n}{30} \cdot \left( \frac{J_M + J_{CE}}{C_{Mm} - C_{Rm}} \right) \quad (33)$$

Na equação 33,  $t_A$  é o tempo de aceleração em  $s$ ,  $n$  a rotação do motor,  $J_M$  o momento de inércia do motor em  $kgm^2$ ,  $J_{CE}$  o momento de inércia da carga referida ao eixo do motor em  $kgm^2$ ,  $C_{Mm}$  o conjugado motor médio em  $Nm$ , e  $C_{Rm}$  o conjugado resistente médio em  $Nm$ .

### **2.3. INVERSORES DE FREQUÊNCIA**

Os conversores CC-CA são frequentemente denominados pelo setor industrial de “inversores de frequência” e são uma das unidades básicas de conversão de energia muito empregadas no controle de motores de indução trifásicos (BOSE, 2002). A função básica de um inversor é transformar uma fonte contínua (de tensão ou de corrente) aplicada à sua entrada em uma fonte alternada, de valor médio nulo, simétrica em amplitude e com frequência constante.

Eles podem ser energizados através de bancos de bateria, células combustíveis, rede de painéis solares fotovoltaicos, ou qualquer outra fonte de tensão em corrente contínua. Porém, nas aplicações industriais mais comuns eles são alimentados a partir de circuitos retificadores com filtros, antes de realizar a inversão.

Os inversores ainda podem ser definidos como sendo conversores estáticos destinados a controlar o fluxo de energia entre uma fonte de tensão contínua e uma carga com características de fonte de corrente alternada, monofásica ou trifásica, com controle dos níveis de tensão de saída e/ou da sua frequência, dependendo da aplicação.

Nos itens seguintes têm-se uma introdução básica sobre os inversores de frequência e uma descrição sucinta do inversor MICROMASTER420, que é o inversor utilizado neste projeto.

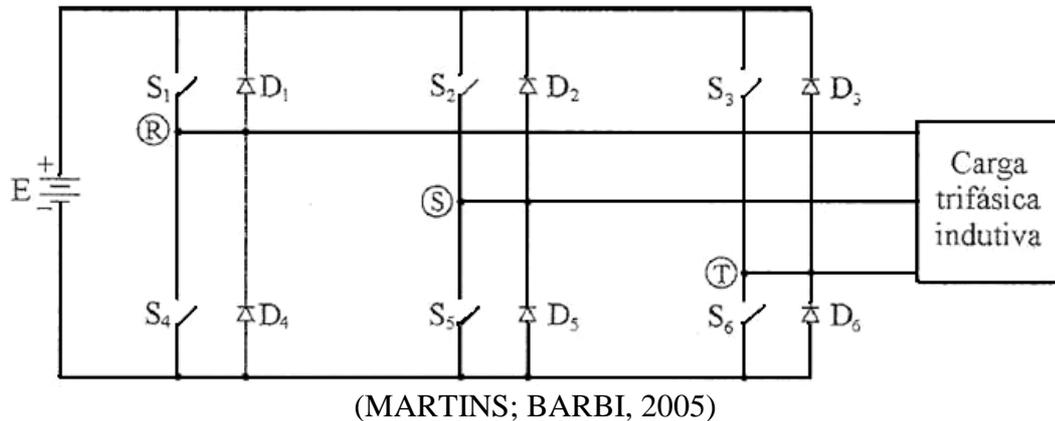
#### **2.3.1. ESTRUTURAS TRIFÁSICAS**

O conversor CC-CA trifásico de tensão, com forma de onda retangular na saída, é uma das estruturas mais empregadas na indústria, normalmente aplicado em altas potências. Sua popularidade deve-se à sua eficiência em obter tensões trifásicas com frequência controlável (MARTINS; BARBI, 2005).

Para cargas indutivas, faz-se necessário adicionar seis diodos em anti-paralelo com cada chave comandada, gerando um interruptor bidirecional em corrente, que permite a circulação de corrente durante a abertura das chaves (MARTINS; BARBI, 2005). Esses

diodos desempenham o papel de roda-livre para a circulação da corrente de carga, conforme apresentado na figura 9. Ela é constituída por três braços inversores, sendo que cada braço representa uma fase do sistema trifásico, que é conectado à carga trifásica. A carga trifásica alimentada por esse sistema é em geral balanceada.

**Figura 9: Conversor CC-CA monofásico em ponte completa.**



Para se conseguir o efeito de fonte trifásica, cada terminal de saída de cada braço inversor é conectado alternadamente a cada meio período no terminal positivo e negativo da fonte de alimentação CC. A tensão de saída trifásica é obtida preservando um ângulo de defasagem de  $120^\circ$  entre as sequências de chaveamento de cada braço inversor (MARTINS; BARBI, 2005). Desse modo tem-se, para cada braço inversor, uma tensão de saída que se encontra  $120^\circ$  atrasada em relação ao braço inversor chaveado anteriormente e  $120^\circ$  adiantada em relação ao braço inversor chaveado posteriormente, de forma a se produzir o mesmo comportamento dos sistemas trifásicos convencionais.

O inversor trifásico de tensão em ponte apresenta dois tipos de operação. O tipo  $180^\circ$ , em que cada chave comandada conduz por  $180^\circ$ , e o tipo  $120^\circ$ , em que cada chave conduz por apenas  $120^\circ$  de cada semi-período. O tipo  $180^\circ$  é em geral o mais empregado porque as chaves semicondutoras são aproveitadas quando operam conduzindo por  $180^\circ$ . Por ser mais utilizado e para se obter conceitos básicos sobre os conversores CC-CA de tensão, somente o tipo  $180^\circ$  será abordado neste trabalho.

#### 2.3.1.1. Conversor CC-CA Trifásico Tipo $180^\circ$

Neste tipo de conversor cada chave comandada é mantida em condução durante  $180^\circ$ . Os comandos das duas chaves de um mesmo braço inversor são complementares. Os

comandos das chaves de um braço estão defasados de  $120^\circ$  em relação aos comandos das chaves do braço vizinho. A partir dessa estratégia de comando a tensão de saída é imposta a todo instante, qualquer que seja a natureza da carga (MARTINS; BARBI, 2005).

A estrutura de potência do inversor trifásico tipo  $180^\circ$  é a mesma apresentada na figura 9, onde as chaves comandadas ( $S_1 - S_6$ ) podem ser tiristores ou GTOs (para altas potências – na faixa de MW), ou transistores (Bipolar, Mosfet ou IGBT – para baixas e médias potências).

A carga pode ser ligada em estrela (Y) ou em triângulo ( $\Delta$ ). Para uma carga ligada em estrela, as tensões fase-neutro devem ser determinadas de modo a encontrar as correntes de linha (ou fase) (MARTINS; BARBI, 2005). Para uma carga ligada em triângulo, as correntes de fase podem ser obtidas diretamente a partir das tensões de linha.

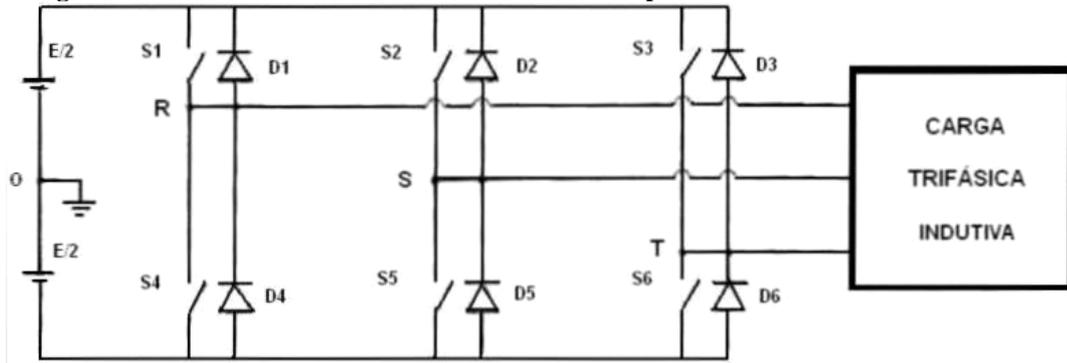
O inversor trifásico de tensão em ponte da figura 9 é, de fato, a composição de três inversores monofásicos de meia ponte. No braço  $R$ , para o primeiro meio período, a chave  $S_1$  permanece em condução, enquanto  $S_4$  fica bloqueada. Já no meio período seguinte há uma inversão no comando das chaves, e assim  $S_1$  permanece aberta, enquanto  $S_4$  mantém-se conduzindo (MARTINS; BARBI, 2005).

As chaves do braço  $S$  operam da mesma maneira, exceto pelo fato que o comando das mesmas está defasado de  $120^\circ$ , ou seja,  $1/3$  de período, em relação ao braço  $R$ . Operação similar ocorre com o braço  $T$ , sendo que o comando das chaves desse braço está defasado de  $120^\circ$  em relação ao braço  $S$ . As chaves do grupo positivo têm um dos seus terminais ligado ao pólo positivo da fonte de alimentação CC. As chaves do grupo negativo têm um dos seus terminais ligado ao pólo negativo da fonte de alimentação CC.

### 2.3.1.2. Análise Matemática

Neste estudo será analisado o mesmo circuito da figura 9. Para facilitar a composição das tensões e a análise matemática do sistema completo, a fonte de alimentação CC será dividida em duas tensões de valor  $E/2$ , tendo seu centro de referência denominado como “O”. O circuito, assim concebido, é mostrado na figura 10.

**Figura 10: Conversor CC-CA de tensão trifásico do tipo 180°.**



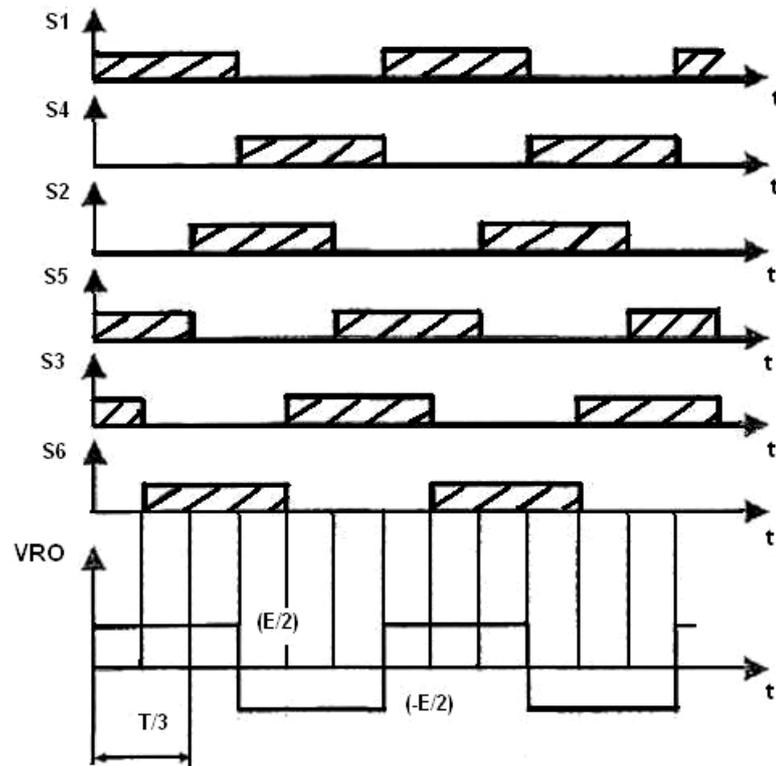
(MARTINS; BARBI, 2005)

A fase  $R$ , que está representada pelo braço  $R$ , formado pelas chaves  $S_1 - D_1$ ,  $S_4 - D_4$ , será tomada como referência. Portanto, a fase  $S$  está  $120^\circ$  atrasada em relação à  $R$ , e a fase  $T$  está atrasada de  $240^\circ$ , ou adiantada de  $120^\circ$ , em relação à  $R$ . Como regra geral é possível realizar a seguinte afirmação: sempre que uma chave comandada do grupo positivo estiver em condução, a tensão de saída da fase correspondente a essa chave será  $+E/2$  em relação à referência “O” (MARTINS; BARBI, 2005).

E, sempre que uma chave comandada do grupo negativo estiver em condução, a tensão de saída da fase correspondente a essa chave será  $-E/2$  em relação à mesma referência “O”. Desse modo, tomando como exemplo o braço  $R$ , quando a chave  $S_1$  conduz, a fase  $R$  é conectada ao terminal positivo da fonte de alimentação CC, e quando a chave  $S_4$  conduz, a fase  $R$  é levada ao terminal negativo da fonte CC (MARTINS; BARBI, 2005).

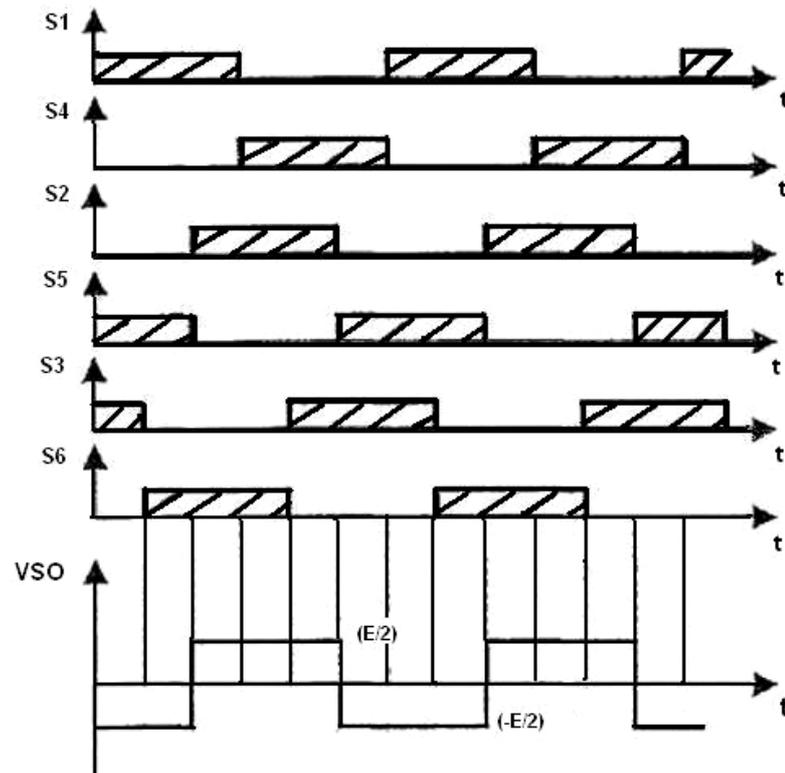
Baseado nessa estratégia, a diferença de potencial ( $ddp$ ) das fases  $R$ ,  $S$  e  $T$ , em relação à referência “O” ( $v_{RO}$ ,  $v_{SO}$ ,  $v_{TO}$ ), será uma forma de onda retangular com pico positivo de  $+E/2$  e negativo de  $-E/2$ , e defasada uma em relação à outra de  $120^\circ$ , conforme apresentado nas figuras que se seguem.

Figura 11: Forma de onda da fase “R” em relação à referência “O”.



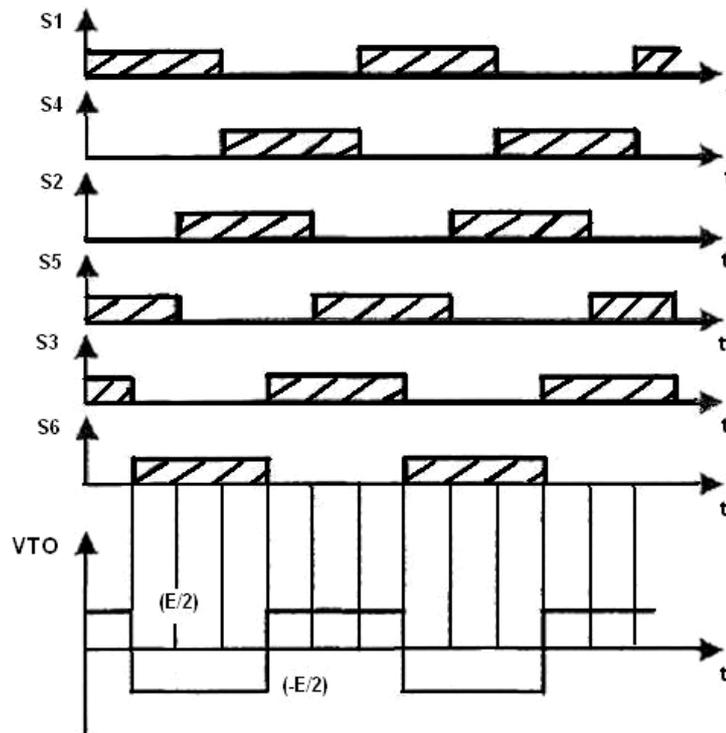
(MARTINS; BARBI, 2005)

Figura 12: Forma de onda da fase “S” em relação à referência “O”.



(MARTINS; BARBI, 2005)

Figura 13: Forma de onda da fase “T” em relação à referência “O”.



(MARTINS; BARBI, 2005)

Matematicamente, as tensões de linha são determinadas a partir do seguinte equacionamento:

$$V_{RS} = V_{RO} - V_{SO} \quad (34)$$

$$V_{ST} = V_{SO} - V_{TO} \quad (35)$$

$$V_{TR} = V_{TO} - V_{RO} \quad (36)$$

As tensões  $V_{RO}$ ,  $V_{SO}$  e  $V_{TO}$  são formas de onda retangulares de amplitude  $E/2$ .

### 2.3.2. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MICROMASTER420

Este inversor faz parte de uma série de inversores de frequência para o controle de velocidade de motores de indução trifásicos. Abordando a gama de modelos disponíveis contempla potências de saída que vão desde 120W, com entrada monofásica, até 11 KW com

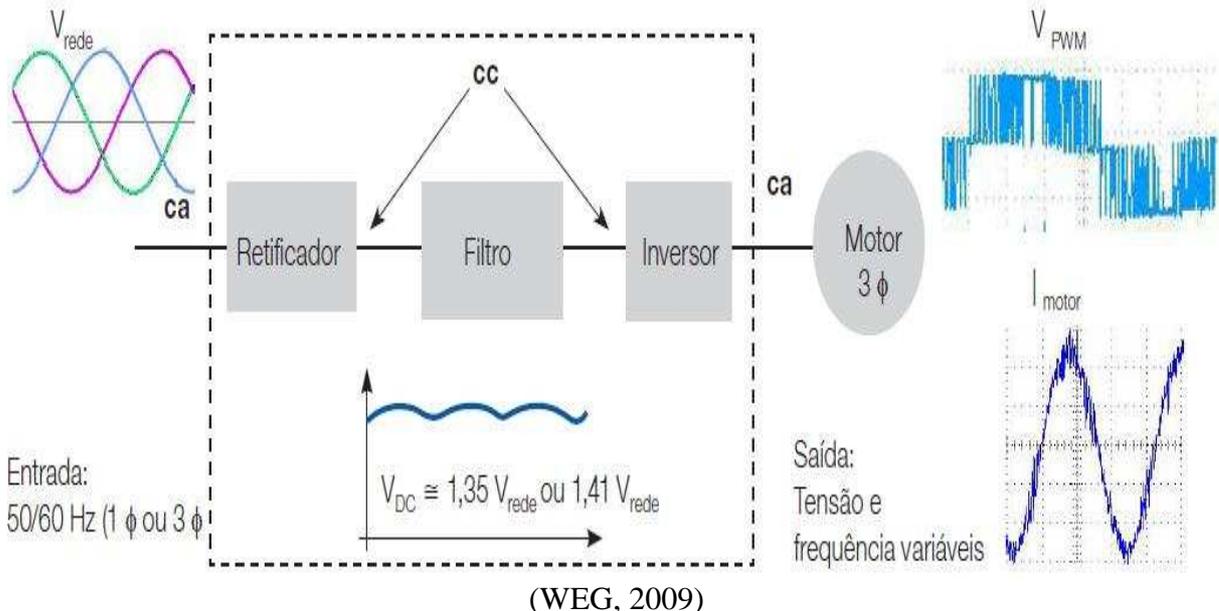
entrada trifásica. Os inversores são controlados por microprocessador e utilizam tecnologia IGBT (Transistor Bipolar de Porta Isolada) (SIEMENS, 2006).

Isto proporciona confiabilidade e versatilidade a estes dispositivos. Também, esse inversor possui um modo especial de modulação por largura de pulsos (PWM) com frequência de pulsação ajustável, permitindo um funcionamento silencioso do motor.

O MICROMASTER420 possui várias funções de supervisão que permitem uma excelente proteção, tanto do próprio inversor como do motor, e suas principais características são: controle por fluxo de corrente para respostas dinâmicas otimizadas, limite rápido de corrente para operações livres de falhas, controle em malha fechada usando função proporcional/integral (PI) e controle escalar do tipo  $V/f$  (BOSE, 2002; SIEMENS, 2006).

Basicamente, o inversor apresenta os seguintes blocos internos: bloco de conversão CA-CC-CA, bloco de interfaces (comunicação serial e sinais analógicos e digitais), o bloco de IHM (display e teclas para parametrização do inversor) e o bloco da CPU, que pode conter um microprocessador ou microcontrolador, dependendo do fabricante. Para melhor entendimento, a figura 14 representa um circuito de potência generalizado de um inversor de frequência que compõe os inversores disponíveis no mercado, inclusive o MM420.

**Figura 14: Unidades de retificação e conversão CC-CA de um inversor de frequência trifásico.**



A etapa 1 na figura 14 é chamada de seção retificadora (conversor CA-CC) e juntamente com a etapa 2 (barramento CC com filtro) formam uma fonte de alimentação de corrente contínua. O retificador situado no circuito de entrada do inversor, converte a tensão

trifásica senoidal da rede em uma tensão CC que é filtrada na etapa 2, e utilizada como entrada para a seção inversora na etapa 3.

Na etapa 3, denominada de seção inversora, a tensão retificada CC é novamente convertida em trifásica CA por meio de uma modulação por largura de pulso (PWM), que faz os IGBTs chavearem várias vezes por ciclo. Esta tensão de saída pulsada é uma forma de onda de tensão bem próxima da senoidal, que circula nos enrolamentos do motor. Na etapa 3, baseando-se na figura 9, existem seis diodos em anti-paralelo à cada chave comandada, gerando um interruptor bidirecional em corrente, que permite a circulação de corrente durante a abertura das chaves em aplicações com cargas indutivas.

A unidade de controle do MICROMASTER420 é baseada em um microprocessador, o que inclui memórias e interfaces de comunicação. Todos os dados e parâmetros do inversor são armazenados nessa unidade, que também tem a função de produzir o PWM para o controle da condução e bloqueio dos IGBTs (SIEMENS, 2006).

O bloco de IHM (Interface Homem-Máquina) possibilita visualizar o que está ocorrendo no inversor e modificar parâmetros de acordo com as aplicações. A título de conhecimento, os parâmetros do inversor de frequência são informações que definem em que condições de trabalho o inversor vai operar, sendo esta tarefa chamada de parametrização do inversor.

As informações de entrada dos inversores podem ser analógicas ou digitais. Normalmente, quando se deseja controlar a velocidade de rotação de um motor CA alimentado por um inversor, utiliza-se uma tensão analógica de comando. Essa tensão se situa entre 0 e 10 Volts CC. A velocidade de rotação em *rpm* será proporcional ao seu valor, por exemplo:

$$1 \text{ Vcc} = 1000 \text{ rpm}, 2 \text{ Vcc} = 2000 \text{ rpm}.$$

Para inverter o sentido de rotação basta inverter a polaridade do sinal analógico (de 0 a 10 Vcc sentido horário, e - 10 a 0 Vcc sentido anti-horário). Além da interface analógica, o inversor possui entradas digitais e através de um parâmetro de programação pode-se selecionar qual das entradas serão utilizadas (analógica ou digital). O MICROMASTER420 possui blocos de comunicação serial tanto no padrão RS-232 quanto no RS-485, e o protocolo de comunicação utilizado é o USS (Universal Serial Interface Protocol) (SIEMENS, 2006). No capítulo 3 deste trabalho, serão abordados o padrão RS-485 e o protocolo de comunicação serial USS com mais detalhes.

### 2.3.3. MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS ALIMENTADOS POR INVERSORES DE FREQUÊNCIA

Analisando as equações 1 e 2, observa-se que a velocidade de rotação de um motor de indução trifásico pode ser modificada através da variação do escorregamento, do número de pólos do motor ou da frequência da tensão imposta no estator. A utilização de inversores de frequência tem sido o mais eficiente método aplicado na variação da velocidade de rotação de motores de indução (WEG, 2009).

Os inversores transformam a tensão da rede de frequência constante em uma tensão com frequência e amplitude variáveis, fazendo a velocidade do campo girante variar. Este dispositivo eletrônico proporciona benefícios para a indústria, pois permite controle à distância (controle do dispositivo inversor de frequência através de comunicação serial), redução de custos (limitação da corrente de partida), aumento da produtividade (velocidade operacional adequada ao processo), eficiência energética (rendimento elevado da ordem de 97%) e proporciona rapidez para os sistemas de posicionamento (partidas e frenagens em milésimos de segundo) (WEG, 2009).

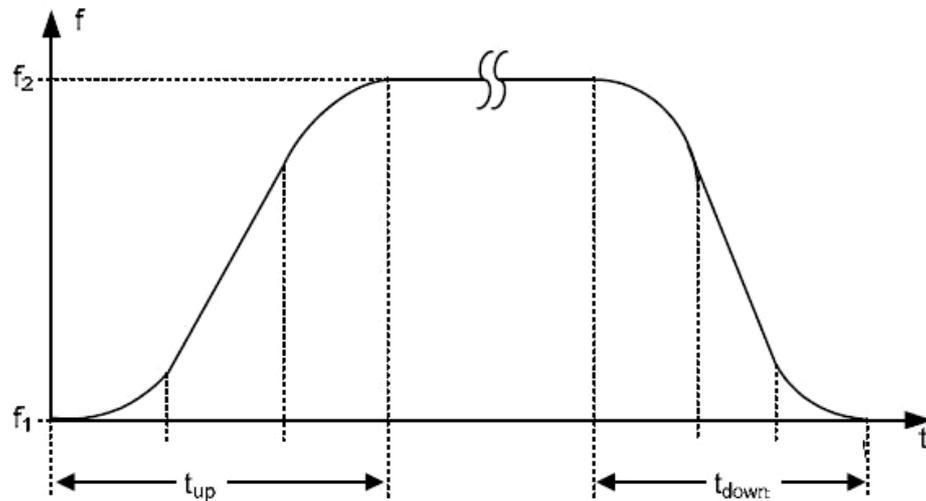
#### 2.3.3.1. Partida e Frenagem de Motores de Indução utilizando Inversores de Frequência

Tanto na partida quanto na frenagem o inversor de frequência trabalha com rampas. Na partida, tem-se o que é denominado de *rampa de aceleração*, onde a velocidade pode variar de zero até a velocidade desejada, com tempo ajustável na faixa de milésimos de segundo. Esta característica proporciona muitas vantagens aos sistemas de controle de posição nos quais se exigem rapidez e limitação da corrente de partida, mesmo com carga acoplada ao eixo do motor.

A frenagem elétrica é utilizada em processos que exigem paradas rápidas. Durante a frenagem a frequência do rotor é maior do que a frequência do estator, provocando um fluxo reverso da energia do rotor para o estator (COVINO; GRASSI; PAGANO, 1997). A frenagem é controlada através de uma *rampa de desaceleração*, caracterizada por uma redução controlada da frequência aplicada ao motor.

Este tipo de frenagem elétrica é aplicada quando os requisitos de parada não são muito rígidos, o que garante níveis seguros de temperatura do motor em ciclos de parada muito repetitivos, ao contrário do que ocorre em um processo de frenagem por injeção de corrente (WEG, 2005). A figura 15 ilustra as rampas de aceleração e desaceleração que podem ser ajustadas no inversor de frequência.

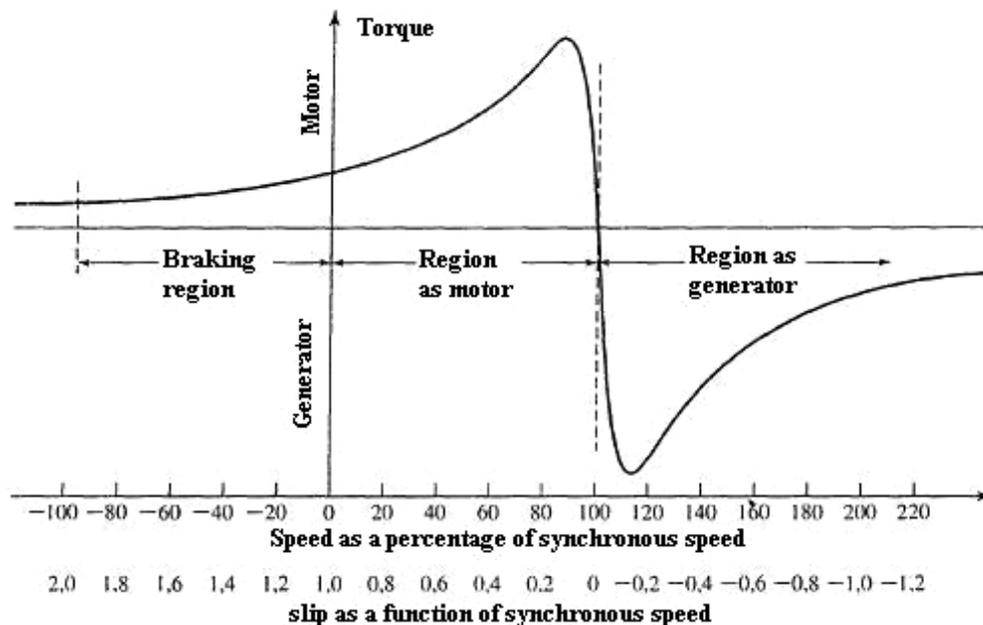
Figura 15: Rampas de aceleração e desaceleração geradas pelo inversor de frequência.



(SIEMENS, 2006)

A figura 16 apresenta uma curva típica de um motor de indução e as regiões de funcionamento (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006). Com a máquina de indução em funcionamento na região motor, quando se inicia a frenagem, a velocidade síncrona (ou frequência do estator) torna-se menor do que a velocidade do motor (velocidade do rotor) e a máquina passa a operar com o escorregamento negativo. O torque eletromagnético do motor torna-se negativo e este é frenado.

Figura 16: Regiões de operação do motor de indução trifásico.



(FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006)

Nesse estado o motor opera como gerador com a energia cinética (do motor e da carga) convertida em energia elétrica (WEG, 2005). Uma parte da energia de frenagem é dissipada em perdas no motor e o restante é dissipada em resistências auxiliares no próprio inversor de frequência ou recuperada pelo barramento primário (COVINO; GRASSI; PAGANO, 1997).

A título de conhecimento, existem a frenagem por inversão de fases, a frenagem dinâmica pela aplicação de corrente contínua em uma das fases do motor (não garante níveis seguros de temperatura quando o número de frenagens for elevado) e a frenagem por atrito através de um freio eletromagnético (freio de Foucault) que não serão detalhadas neste trabalho.

#### *2.3.3.2. Influência do Inversor de Frequência no Motor de Indução Trifásico*

Um motor de indução acionado por um inversor de frequência recebe em seu estator uma tensão próxima de uma senóide, e estará sujeito a tensões com frequências acima da frequência fundamental (tensões de componentes harmônicas) (WEG, 2009). Frequências elevadas no chaveamento dos IGBT (elevadas derivadas de corrente e de tensão) produzem interferência eletromagnética em outros circuitos próximos ao inversor de frequência, significando introdução de ruídos e erros para um sistema eletrônico.

Portanto, a presença de tensões de componentes harmônicas no estator e no rotor aumentam as perdas por Histerese e Foucault e, conseqüentemente, elevam a temperatura da máquina e aumentam os níveis de ruído e vibração. As vibrações mecânicas são produzidas pelas interações entre as correntes e fluxos de componentes harmônicas e que podem resultar em forças atuando sobre o motor, além de contribuir pelo aumento de ruído.

Esse fenômeno ganha importância especialmente quando amplificado por ressonâncias mecânicas no motor. Se alguma das componentes harmônicas estiver próxima da frequência natural do motor, as forças produzidas podem induzir modos de vibração, tais efeitos podem ser atenuados se cuidados forem tomados no projeto do motor (WEG, 2009).

#### **2.3.4. CONTROLE ESCALAR V/F**

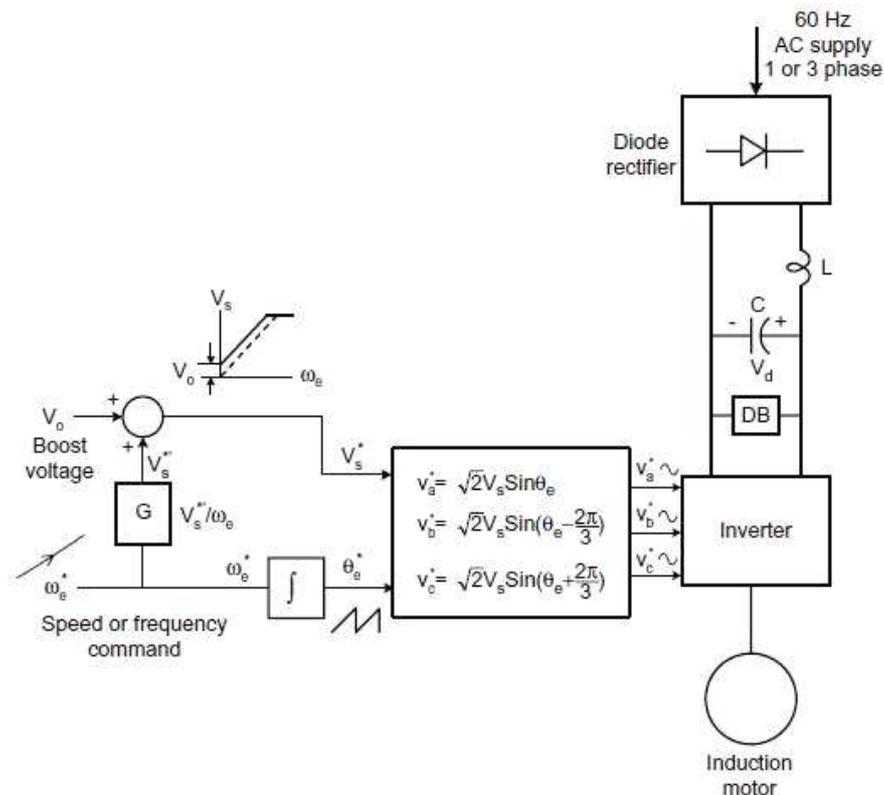
O controle escalar Volts/Hz é comumente aplicado na indústria em malha aberta, mas seu desempenho é inferior comparado ao controle em malha fechada porque ele não é sensível a variação de carga no eixo do motor. A figura 17 ilustra este tipo de controle associado a um

inversor de frequência PWM. O comando de velocidade ou frequência e o sinal de tensão  $V_s^*$  são proporcionais e através desta relação é possível manter o fluxo de entreferro constante. Uma tensão de “boost” é adicionada ao sinal de tensão para que o fluxo não diminua em baixas frequências (BOSE, 2002).

Os comandos das tensões de fase senoidais são calculados a partir dos sinais de módulo e fase das tensões para o PWM do inversor de frequência, como mostrado na figura 17. Esta configuração permite a aceleração e desaceleração do motor através de rampas, limitando a corrente de partida.

O sentido de rotação do motor pode ser invertido por meio de uma mudança na sequência de fase na saída do inversor. Na frenagem por rampa de desaceleração, o motor funciona como gerador, e a energia por frenagem elétrica é dissipada no resistor dinâmico de frenagem  $DB$  (BOSE, 2002). O resistor dinâmico de frenagem é basicamente um conversor CC-CC com tensão constante no *link* CC durante a geração.

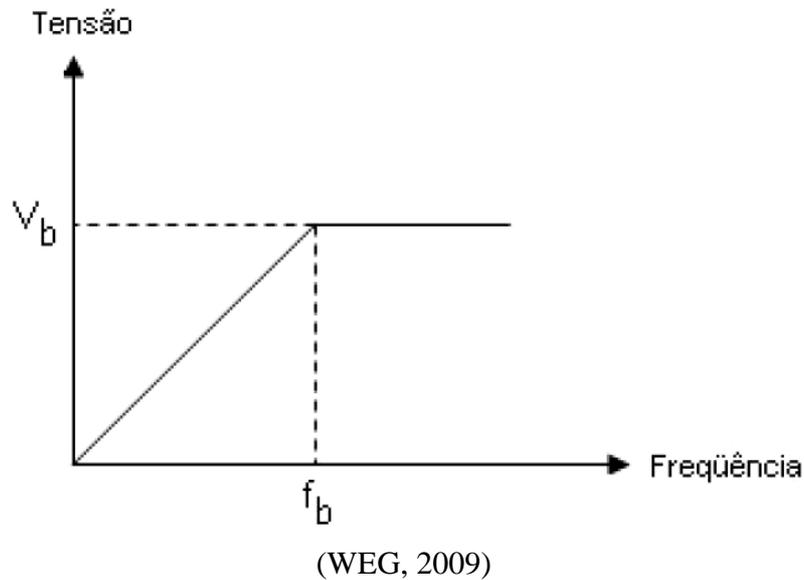
**Figura 17: Controle V/f em malha aberta associado a um inversor de frequência PWM.**



(BOSE, 2002)

Quando a frequência imposta no estator da máquina excede a frequência nominal, a fonte de tensão  $V_s$  satura, ou seja, a proporcionalidade com a frequência não é mantida, e o motor de indução entra na região de enfraquecimento de campo (BOSE, 2002). Neste caso, o torque diminui porque o fluxo é reduzido e a potência permanece constante. As figuras a seguir ilustram a tensão, o torque e a potência desenvolvidos pelo rotor em função da frequência.

**Figura 18: A variação da tensão em função da frequência.**



Esta relação linear mostrada na figura 18 pode ser obtida através de uma simplificação da equação do torque desenvolvido pelo eixo do motor (WEG, 2009). O torque desenvolvido pelo motor pode ser escrito, simplificado, como segue:

$$T = k_1 \cdot \phi_m \cdot I_2 \quad (37)$$

E o seu fluxo de campo  $\phi_m$ , desprezando-se a queda de tensão devido a resistência e a reatância dos enrolamentos estatóricos, pode ser dado por:

$$\phi_m = k_2 \cdot \frac{V_1}{f_1} \quad (38)$$

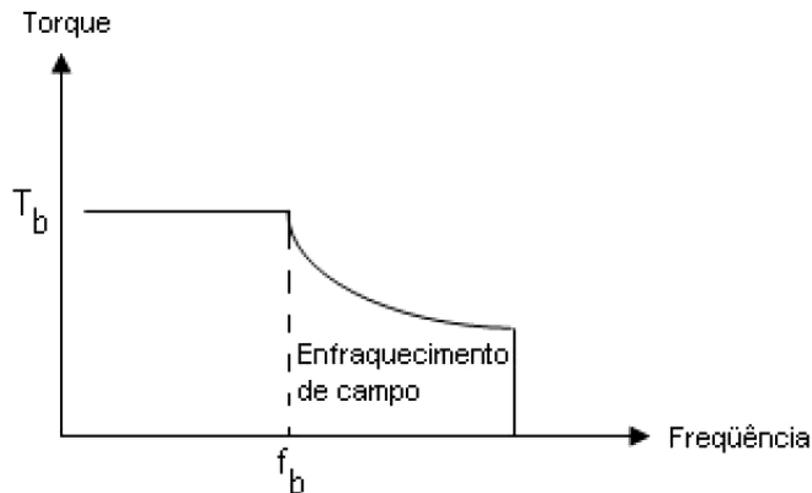
Nas equações 37 e 38,  $T$  é o torque desenvolvido pelo rotor em  $Nm$ ,  $\phi_m$  o fluxo de magnetização em  $Wb$ ,  $I_2$  a corrente rotórica que depende da carga,  $V_1$  a tensão estatórica,  $k_1$

e  $k_2$  constantes que dependem do material e do projeto da máquina e  $f_1$  a frequência da tensão no estator.

Sabe-se que a corrente depende da carga, mas se a carga for constante a corrente fica praticamente constante (WEG, 2009). Variando-se proporcionalmente a amplitude e a frequência da tensão de alimentação, o fluxo e o torque permanecem constantes. Portanto, o inversor fornece ao motor um ajuste contínuo de velocidade e conjugado em relação à carga. Para situações de variação de carga, pode-se obter melhor desempenho por manter o escorregamento da máquina constante em qualquer velocidade (WEG, 2009).

Na figura 18, observa-se que a variação da relação  $V_1/f_1$  é linear até a frequência nominal da máquina, e acima desta frequência a tensão é constante e igual á nominal, havendo apenas variação da frequência. Assim, acima da frequência nominal o motor passa a operar na região de enfraquecimento de campo, pois nessa região o fluxo decresce com o aumento da frequência e conseqüentemente o torque diminui (WEG, 2009). A figura 19 ilustra o comportamento do motor de indução na região de enfraquecimento de campo.

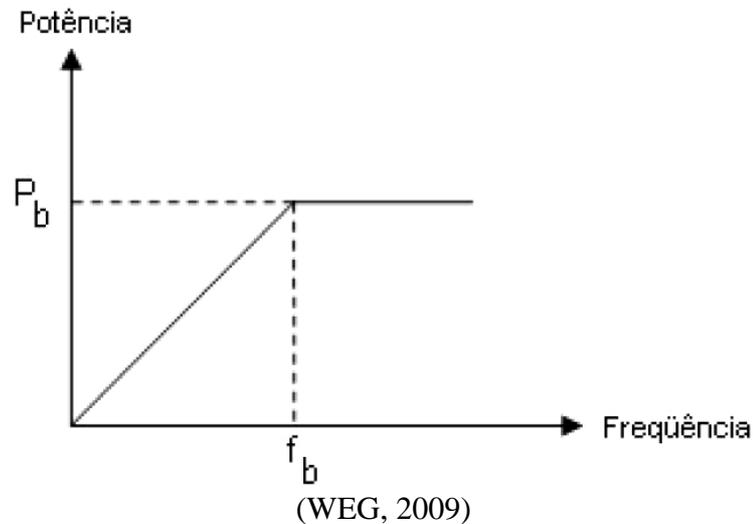
**Figura 19: O torque desenvolvido pelo eixo do motor em função da frequência.**



(WEG, 2009)

Observa-se que o torque permanece constante até a frequência nominal e decresce gradativamente acima desta. Como a potência é igual ao torque multiplicado pela rotação, a potência útil do motor cresce linearmente até a frequência nominal e permanece constante acima desta, conforme mostrado na figura 20.

**Figura 20: A variação da potência útil do motor em função da frequência.**



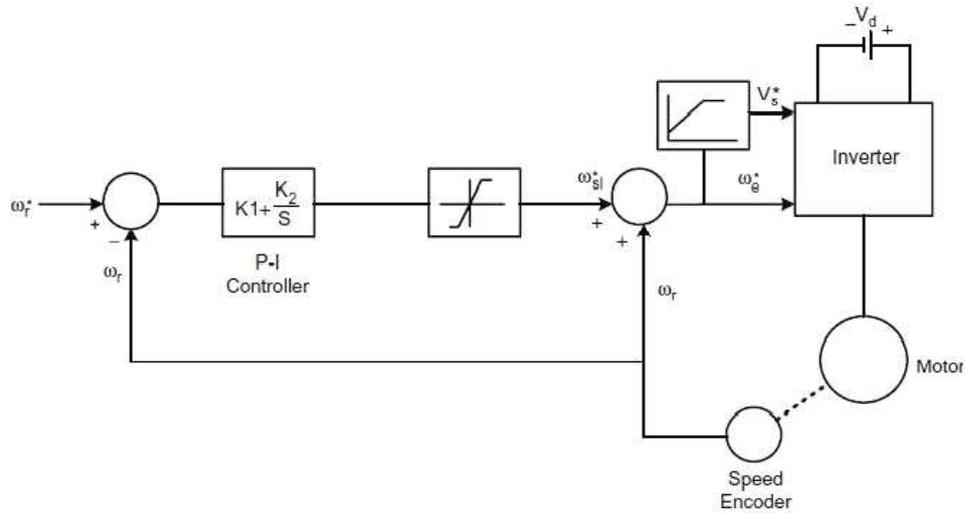
O controle escalar controla apenas a variação de amplitude das variáveis de controle e despreza efeitos de acoplamento da máquina (BOSE, 2002). Sabe-se que o módulo da tensão no estator controla o fluxo e a frequência ou escorregamento controlam o torque eletromagnético (torque desenvolvido pelo motor). No entanto, o fluxo e o torque eletromagnético dependem da tensão e da frequência impostas no estator do motor de indução trifásico (BOSE, 2002).

#### 2.3.4.1. Controle de Velocidade em Malha Fechada utilizando Controle Volts/Hz

O controle de velocidade em malha fechada adiciona uma melhoria ao controle Volts/Hz em malha aberta, tornando-se sensível à variação de carga no eixo do motor. Neste caso, a velocidade do eixo do motor é comparada com uma velocidade de referência e o erro passa por um controlador P-I e um limitador, gerando um sinal denominado de frequência de escorregamento, representado por  $\omega_{sl}^*$  (BOSE, 2002).

Como mostrado na figura 21, o escorregamento é adicionado à realimentação de velocidade para gerar a frequência e o comando de tensão. Este esquema pode ser considerado como um controle de torque dentro de um controle de velocidade em malha fechada porque o escorregamento é proporcional ao torque com fluxo de entreferro constante. A máquina pode acelerar e desacelerar dentro dos limites do escorregamento, ou seja, o limite de corrente (BOSE, 2002).

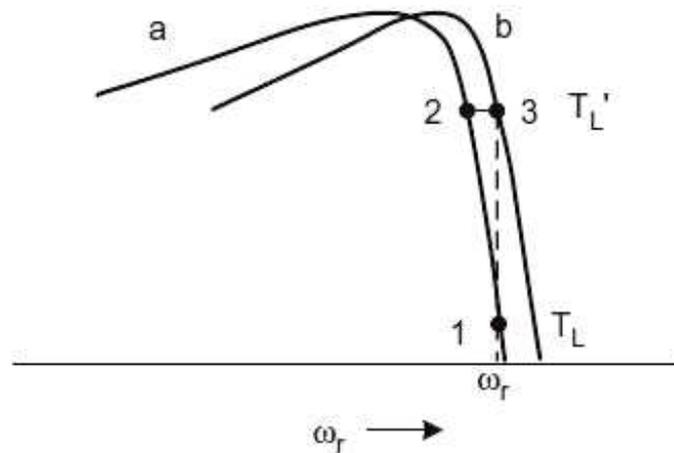
**Figura 21: Controle de velocidade V/f em malha fechada com inversor de frequência PWM.**



(BOSE, 2002)

Como  $T_L$  aumenta do ponto 1 para o ponto 2, na curva da esquerda na figura 22,  $\omega_r$  tende a diminuir, mas isto deve ser compensado através do aumento da frequência imposta no estator da máquina como mostrado na curva  $b$ .

**Figura 22: Variação de velocidade e atuação do controle de velocidade V/f em malha fechada.**



(BOSE, 2002)

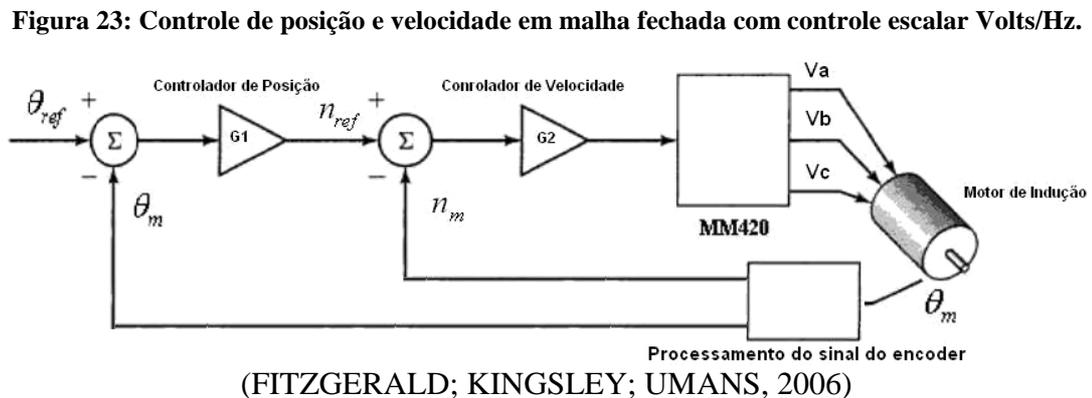
#### 2.3.4.2. Controle de Velocidade e de Posição em Malha Fechada utilizando Controle Volts/Hz

Outra melhoria para o controle Volts/Hz em malha fechada é a adição de uma malha externa para controle de posição. Este modelo também se baseia no controle escalar utilizando inversor de frequência PWM e possui controle de velocidade através do ajuste da frequência

imposta no estator da máquina, como apresentado na figura 22. Este tipo de controle aplicado a motores de indução trifásicos garante precisão satisfatória no posicionamento do eixo do motor, controle de velocidade e controle do torque desenvolvido pela máquina.

Esse esquema permite o controle completo de um motor de indução trifásico, já que o controle do módulo da tensão do estator controla o fluxo de entreferro e o controle da frequência ou do escorregamento da máquina controla o torque eletromagnético. No entanto, tanto o fluxo quanto o torque estão em função da tensão e da frequência.

Esta solução pode ser aplicada na indústria e especificamente em esteiras transportadoras que exigem posicionamento preciso, como as esteiras utilizadas em máquinas lavadoras e classificadoras. Para se obter boa qualidade no controle, devem-se associar, ao motor de indução, sofisticados dispositivos eletrônicos que garantam melhor desempenho para este tipo de sistema de posicionamento. Na figura 23, é mostrado um modelo em diagrama de blocos para o controle de posição e velocidade em malha fechada com controle escalar Volts/Hz.



O bloco MM420 presente na figura 23 representa o inversor de frequência abordado no item 2.3.2. O desenvolvimento deste trabalho foi fundamentado no modelo mostrado na figura 23 e foram associados ao inversor de frequência um sensor de posição (encoder incremental), um sensor indutivo e o microcontrolador MSP430F169.

O microcontrolador processa o sinal do encoder e controla tanto a velocidade quanto a posição do eixo do motor. A modificação de velocidade, bem como a de parâmetros do inversor são realizados por meio da comunicação serial utilizando o protocolo USS com padrão RS-485. No capítulo 3, têm-se os detalhes do microcontrolador, do encoder incremental e do sensor indutivo utilizados nesta aplicação.

### **3. APLICAÇÃO DE DISPOSITIVOS ELETRÔNICOS NO CONTROLE DE POSIÇÃO E VELOCIDADE DE MOTORES DE INDUÇÃO**

Neste capítulo serão abordados alguns dispositivos eletrônicos importantes para controle de máquinas elétricas de corrente alternada. Inicialmente, têm-se os microcontroladores, que são usados como unidade de processamento de dados, permitindo rapidez no controle, hardware compacto e alta capacidade de processamento.

Especificamente, o trabalho aborda o microcontrolador MSP430F169 (PEREIRA, 2005), usado na implementação do sistema proposto. O microcontrolador se comunica com o inversor MICROMASTER420 numa configuração do tipo mestre-escravo através do protocolo USS (*Universal Serial Interface Protocol*) (SIEMENS, 1994). O uso deste protocolo permite viabilizar um sistema eficiente e rápido para o controle de um motor de indução em malha fechada.

Em muitos casos de controle de motores em malha fechada o objetivo básico é controlar a posição e a velocidade do eixo do motor através de sensores do tipo *encoders ópticos*. A posição pode ser obtida através da contagem dos pulsos gerados pelo encoder, mas para se obter a velocidade, deve-se processar o sinal gerado pelo encoder por meio de software gravado na memória do microcontrolador.

Existem dois tipos de encoders: o incremental e o absoluto. Em termos de custos, o encoder incremental apresenta um valor inferior comparado ao encoder absoluto, mas quanto à robustez, os encoders absolutos são mais sofisticados frente aos encoders incrementais porque eles não perdem a posição real no caso de uma eventual queda de energia. Neste trabalho, um dos méritos é o uso eficiente de um encoder incremental, com resultados altamente satisfatórios.

Concluindo a etapa de dispositivos eletrônicos importantes, tem-se o sensor indutivo, que é um dispositivo capaz de gerar uma referência direta a partir do eixo do motor. O conjunto de sinais gerados pelo encoder incremental e pelo sensor indutivo são processados via software pelo microcontrolador MSP430F169 que, por meio de um algoritmo eficiente, atua nos controles da posição e da velocidade do eixo do motor de indução trifásico.

#### **3.1. O MICROCONTROLADOR MSP430F169**

O MSP430 incorpora uma CPU RISC de 16 bits, periféricos e um sistema flexível de clock. Sua arquitetura RISC (PEREIRA, 2005) combina um conjunto reduzido de instruções

com uma arquitetura de barramento clássica Von Neumann, permitindo que a CPU possua um espaço único de endereçamento de memória.

Inicialmente, é importante destacar que a CPU desses chips possui três barramentos distintos, ou seja: endereços, dados e controle. O barramento de endereço possui 16 bits, o que permite o endereçamento de 65.536 posições de memória. O barramento de dados também é de 16 bits, o que permite maior velocidade de processamento, sendo também um diferencial desse microcontrolador em relação à outros modelos (normalmente, com barramento de dados de 8 bits).

Outros aspectos importantes da arquitetura do MSP430 são:

- **Consumo:** os MSP430 são chips conhecidos pelo seu consumo baixo (da ordem de 0,1  $\mu\text{A}$  para retenção dos dados na RAM, 0,8  $\mu\text{A}$  para funcionamento no modo de relógio de tempo real e cerca de 250  $\mu\text{A}/\text{MIPS}$  em funcionamento normal).
- **Tensão de operação:** o MSP430 pode operar com tensões a partir de 1,8 V até 3,6 V (a tensão mínima para programação da FLASH é 2,2 V para os dispositivos da família 2xx e 2,7 V para os demais).
- **Desempenho:** utilizando um barramento de dados de 16, diversos modos de endereçamento e um conjunto de instruções pequeno.
- **Número de instruções:** arquitetura RISC com apenas 27 instruções físicas (op-codes) e mais 24 instruções emuladas (variações das 27 instruções que utilizam os geradores de constantes).
- **Periféricos:** os chips MSP430 contam com um conjunto extenso de periféricos internos, com ênfase especial nos conversores A/D de até 16 bits, conversores D/A, comparador analógico, amplificador operacional programável, controladores de DMA, timers com modos de funcionamento (incluindo PWM), controlador de LCD, USARTs com capacidade de endereçamento, multiplicador por hardware com capacidade de executar operações de multiplicação e acúmulo.
- **Gravação e depuração:** a utilização da interface JTAG (do inglês *Joint Test Action Group*) para gravação e depuração permite que o projetista realize a programação e a depuração do seu software diretamente na placa de aplicação.

### 3.1.1. O SISTEMA DE INTERRUPÇÕES

Uma interrupção consiste em um evento externo ao programa que provoca um desvio no seu fluxo, de forma que a CPU passa a executar um subrotina em resposta ao evento. Ao término desse subprograma, chamado normalmente de ISR (Interrupt Servicing Routine) ou RTI (Rotina de Tratamento de Interrupção), o fluxo do programa retorna ao ponto em que se encontrava antes da interrupção (PEREIRA, 2005).

Interrupções são úteis quando necessitamos que a CPU responda rapidamente a um evento, mas sem a perda de capacidade de executar outras operações enquanto ela não ocorra.

O tempo decorrido entre o início do evento e o início da execução da RTI é chamado de latência de interrupção e quanto menor, mais rapidamente a CPU responde ao evento.

No caso dos MSP430, a latência de interrupção é fixa. São necessários seis ciclos de clock para que a CPU reconheça a interrupção e efetue todo o procedimento de desvio do fluxo do programa.

Existem duas categorias básicas de interrupção nos MSP430: não-mascaráveis e mascaráveis. A única diferença entre elas está no fato de que as primeiras não podem ser desativadas pelo controle geral de interrupções (o bit GIE do registrador SR), enquanto as mascaráveis dependem do bit GIE (ativas em nível "1") para ser reconhecidas pelo controlador de interrupções da CPU.

### 3.1.2. TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO SERIAL NO MSP430F169

A interface de comunicação é feita através de duas vias básicas: uma delas para a transmissão (TX) e a outra para a recepção (RX). Entretanto, como este modo não é sincronizado, estas duas vias são utilizadas para dados, o que possibilita que as informações sejam enviadas e recebidas ao mesmo tempo, cada qual na sua via. Este recurso é conhecido como Full Duplex (PEREIRA, 2002).

Este modo é o utilizado, por exemplo, na porta serial dos computadores, para implementar o padrão RS-232, mas pode ser utilizado para acessar outros sistemas. Assim como no modo assíncrono, no modo síncrono também se trabalha com somente duas vias, só que neste caso uma é destinada ao clock (CK) ou controle e a outra aos dados (DT). Desta forma, os dados devem trafegar em uma única via, impossibilitando a transmissão e recepção simultâneas.

Essa comunicação é chamada de Half Duplex e pode ser utilizada para a troca de dados com diversos periféricos encontrados no mercado, tais como os inversores, memórias,

dentre outros. Os inversores de frequência, disponíveis no mercado, têm o padrão RS-485 para comunicação serial. Sendo assim, para estabelecer este tipo de comunicação com os inversores, existem circuitos integrados (conversores de TTL para RS-485) que podem funcionar tanto no modo síncrono quanto no modo de comunicação assíncrono.

A transmissão serial de um caractere é um processo extremamente simples. Após a configuração inicial da USART e estando habilitada para transmissão de dados ( $UTXEx:ME_x = 1$ ) (PEREIRA, 2005), a simples escrita de um dado no *buffer de transmissão* (registrador  $UxTXBUF$ ) provoca o início da transmissão.

Iniciada a transmissão, recomenda-se não alterar o conteúdo do buffer de transmissão até que a USART esteja pronta para uma nova transmissão. Essa situação é sinalizada pelo flag de interrupção  $IFG_x:UTXIFG_x$  que, se estiver em nível lógico “1”, indica que um novo dado pode ser escrito no  $UxTXBUF$  (TEXAS INSTRUMENTS, 2006).

Quando a transmissão é totalmente concluída, ou seja, todos os bits do caractere, além dos bits adicionais e de parada, foram devidamente transmitidos pelo registrador de deslocamento de transmissão, o bit  $TXEPT$  (registrador  $UxTCTL$ ) vai para nível “1”.

A recepção de um dado é um processo assíncrono em relação à CPU. Inicialmente, a USART permanece monitorando a linha e quando ocorre uma transição marca-espaco (de nível “1” para nível “0”), o circuito de recepção mede o período do sinal, de forma a detectar o bit de start (partida) (PEREIRA, 2005).

O bit de partida possui a duração igual ao tempo de um bit da USART. Caso o circuito de recepção não o valide, a USART retorna à sua condição inicial, esperando pelo bit de partida (TEXAS INSTRUMENTS, 2006).

Quando habilitada ( $UxTCTL:URXSE = 1$ ), ao detectar a primeira borda de descida do sinal da linha de recepção (o início do bit de partida), caso a interrupção de recepção da USART esteja habilitada ( $UxRCTL:URXIE = 1$ ) e o  $GIE = 1$  (habilita chave geral das interrupções), uma interrupção de recepção de dado é disparada, porém o flag  $IFG_x:URXIFG_x$  permanece apagado (com nível lógico “0”) (TEXAS INSTRUMENTS, 2006).

Disparada a interrupção, a rotina de tratamento de interrupção deve providenciar a leitura do estado do flag  $IFG_x:URXIFG_x$  (nível lógico “1”), o que significa que um caractere foi recebido e se encontra disponível no  $UxRXBUF$ .

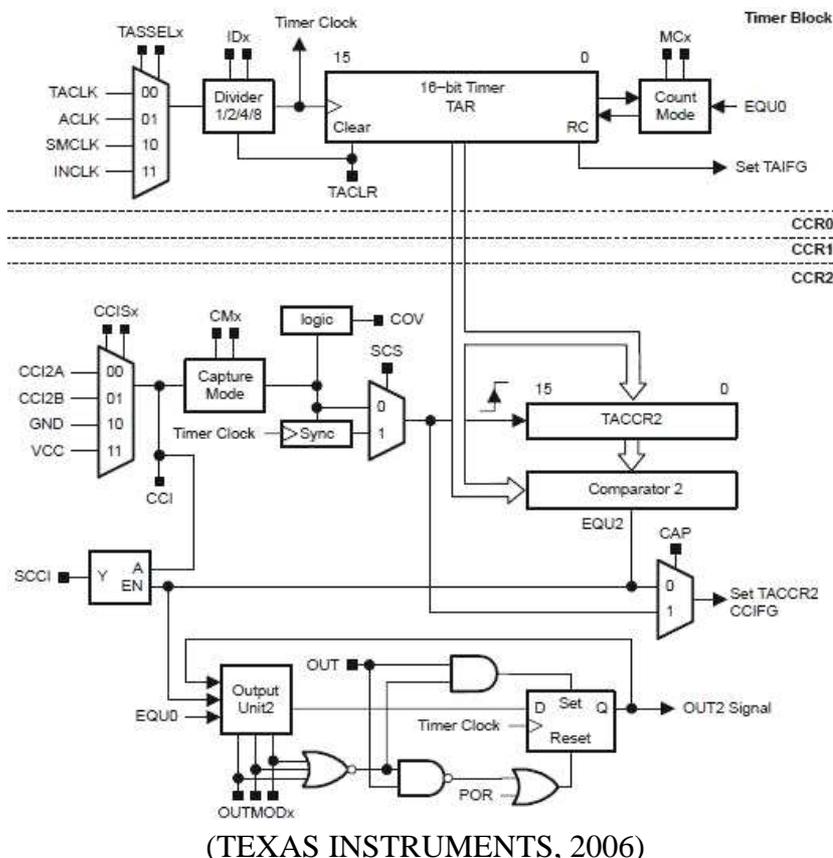
### 3.1.3. INTRODUÇÃO AOS MÓDULOS DE CONTAGEM E DE TEMPORIZAÇÃO DO MSP430F169

O Timer A (interno ao MSP430F169) é um contador/temporizador com três registradores de captura/comparação. Suas principais características são:

- Contador assíncrono progressivo/regressivo de 16 bits com módulo programável e capacidade de interrupção;
- Opera com *clock* interno ou externo;
- Atua em três diferentes modos de operação denominados de *captura* (medição de período de sinais), *comparação* (geração de pulsos de largura programável) e *PWM* (geração de sinais de frequência e ciclo ativo ajustáveis).

Na figura 24, tem-se o diagrama em blocos da estrutura do Timer A para três canais de captura/comparação.

Figura 24: Diagrama em blocos da estrutura do Timer A.



O princípio de funcionamento do timer é relativamente simples, tendo como base o contador de 16 bits (TAR), que é alimentado por um sinal de clock selecionável de uma das

quatro fontes possíveis: TACLK, que é externo, ACLK, SMCLK ou INCLK que são internos. A seleção é feita pelos bits TASSELx (registrador TACTL). O sinal pode ainda ser dividido por um fator programável (1, 2, 4 ou 8), o que pode ser selecionado pelos bits IDx (registrador TACTL).

Este sinal de clock provoca o incremento ou decremento da contagem do registrador TAR. A direção de contagem dele é selecionada pelos bits MCx (registrador TACTL). Note que os bits MCx controlam muito mais que apenas a direção de contagem do TAR (PEREIRA, 2005; TEXAS INSTRUMENTS, 2006). Na verdade, eles selecionam o seu modo de operação, conforme mostra a tabela 1.

**Tabela 1: Operações do Timer A na função de contador de 16 bits.**

MCx	Modo
00	Contagem parada
01	Contagem de módulo (até atingir o valor no registrador TACCRx)
10	Contagem contínua (de 0 até 0xFFFF)
11	Contagem progressiva

(PEREIRA, 2005)

No modo 1 (MCx = 01), o contador TAR passa a contar progressivamente a cada pulso de clock até atingir o valor programado no registrador TACCRx (módulo de contagem). Ao atingir esse valor, o sinal EQU0, mostrado na figura 24, é ativado, provocando o reinício da contagem do TAR a partir do valor 0. Simultaneamente, o flag TAIFG vai para nível lógico “1”, indicando o fim da contagem do timer (PEREIRA, 2005; TEXAS INSTRUMENTS, 2006).

Caso essa interrupção seja habilitada, o programa será desviado para o devido vetor de interrupção. Observe que, caso o programa do usuário altere o registrador TACCRx para um valor menor que a contagem atual do TAR, a contagem dele retorna a zero, porém um pulso adicional de clock pode ser necessário antes do efetivo retorno a zero.

Para se calcular o período da interrupção TAIFG neste modo, pode-se utilizar a seguinte equação:

$$T_{INT} = \frac{1}{F_{CLK} / prescaler / (TACCR0 + 1)}, \quad (39)$$

onde têm-se que:

$T_{INT}$  - é o período da interrupção em segundos;

$F_{CLK}$  - é a frequência da fonte de clock em Hz;

*prescaler* - é o fator de divisão de entrada do timer;

*TACCRx* - registrador que limita a contagem do TAR;

O contador TAR pode ser reinicializado (*reset*) de diversas formas:

- Pela escrita do valor 0 no registrador TAR;
- Pela escrita do valor 0 no registrador TACCRx (desde que o contador não esteja no modo 2 (modo contínuo). Além do *reset* do contador, essa opção também tem o efeito de paralisar a contagem, que permanecerá em estado de *reset* até que o conteúdo do registrador TACCR0 seja alterado para um valor diferente de zero;
- Fazendo o bit TACLRL assumir nível “1” (registrador TACTL), que possui a finalidade específica de *reset* do contador TAR.

O timer A possui quatro fontes de interrupções distintas (seis nos chips com cinco canais CCP). Essas fontes de interrupção possuem dois vetores distintos: um para a interrupção do canal 0 (TACCR0:CCIFG) e outro para as demais interrupções (estouro da contagem do timer (TAIFG) e interrupção dos demais canais CCP) (PEREIRA, 2005).

Caso ocorra uma interrupção do canal 0 (CCP0) do timer e ela esteja habilitada (TACCTL0:CCIE = 1 e SR:GIE = 1), o fluxo do programa será desviado para o vetor específico da interrupção e o flag TACCTL0:CCIFG será automaticamente apagado (nível lógico “0”).

No caso das demais interrupções do timer, o processo é um pouco diferente. Como nesse caso têm-se diversas interrupções compartilhando o mesmo vetor, torna-se necessário um mecanismo que permita identificar qual delas provocou o desvio do programa.

Esse mecanismo existe sob a forma do gerador de vetor de interrupção (TAIV). Cada uma das fontes de interrupção, mostradas na tabela 2, que o compõem (TAIFG, TACCR1:CCIFG até TACCR4:CCIFG) possui uma prioridade diferente.

Esse valor pode ser utilizado pela RTI para determinar qual das diferentes fontes foi a origem da interrupção, seja pela análise do valor (já que cada fonte possui um valor diferente), seja pela adição do valor ao conteúdo do PC, provocando um desvio calculado do programa. Interrupções que não estejam habilitadas não modificam o registrador TAIV.

Outra característica interessante desse mecanismo de interrupção é que a simples leitura ou escrita do TAIV (TEXAS INSTRUMENTS, 2006) automaticamente limpa o flag de interrupção que provocou o desvio do programa. No entanto, se outros flags do timer estiverem ativos, o programa será novamente desviado para a RTI e o processo se repete para o evento que estava pendente.

**Tabela 2: Fontes de interrupções disponíveis no Timer A.**

TAIV Contents	Interrupt Source	Interrupt Flag	Interrupt Priority
00h	No interrupt pending	–	
02h	Capture/compare 1	TACCR1 CCIFG	Highest
04h	Capture/compare 2	TACCR2 CCIFG	
06h	Reserved	–	
08h	Reserved	–	
0Ah	Timer overflow	TAIFG	
0Ch	Reserved	–	
0Eh	Reserved	–	Lowest

(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

Uma das funcionalidades do Timer A é a função captura ou temporização, que pode ser utilizada para medição de período de sinais ou outras medições de tempo em que se requeiram máxima precisão e mínima intervenção da CPU. O sinal a ser medido é amostrado por uma das entradas CCIxA ou CCIxB (seleccionáveis pelos bits CCISx no registrador TACCTLx) e as fontes de clock podem ser TACLK, ACLK, SMCLK ou INCLK, mostradas na figura 24.

A borda de sensibilidade de captura (subida, descida ou ambas) é seleccionada pelos bits CMx localizados no registrador TACCTLx. Quando é detectado a borda seleccionada, a contagem atual do TAR é armazenada no registrador do TACCRx do respectivo canal e o flag CCIFG (registrador TACCTLx) vai para nível lógico “1”, caracterizando-se o início da medição do período do sinal.

Também é possível iniciar uma captura por software, configurando os bits CMx para “11” (valor binário que correspondente a 3 em decimal), colocando o bit CCIS1 em nível “1” e em seguida alternando o estado do bit CCIS0. A cada alteração do CCIS0 será realizada uma captura (PEREIRA, 2005). Este último método de medição de tempo descrito foi aplicado no controle de velocidade desenvolvido neste trabalho, que será abordado no item 4.2.2. Na tabela 10, abordada no apêndice, é mostrado o vetor utilizado para atender a interrupção de captura (função temporizador), que foi essencial para o controle de velocidade.

### 3.1.3.1. O Timer B como Contador de 16 bits

O Timer B pode ser considerado como uma evolução do Timer A. O seu diagrama em blocos resumido pode ser visto no apêndice. O Timer B inclui todas as funcionalidades disponíveis no Timer A e ainda algumas novidades como a capacidade de configurar o contador principal TBR (registrador aplicado na contagem dos pulsos do encoder incremental) para quatro larguras diferentes (16, 12, 10 ou 8 bits).

Devido a sua semelhança ao Timer A (PEREIRA, 2005), não será discutido o funcionamento do Timer B como contador. Mas, para melhor entendimento deste trabalho, no controle de posição o Timer B foi utilizado na função de contador crescente (de 0 até o valor armazenado em TBCL0) de 16 bits (o registrador de referência TBCL0 pode armazenar o valor máximo de 65535 *pulsos*). Desta forma, o valor armazenado em TBCL0 é o valor em centímetros do passo percorrido pelo eixo do motor. No apêndice, a tabela 10 mostra o vetor que atende a interrupção do Timer B como contador.

O Timer B possui quatro fontes de interrupções distintas (oito nos chips com sete canais CCP). Essas fontes de interrupções possuem dois vetores distintos: um para interrupção do canal 0 (TBCCR0:CCIFG) e outro para as demais interrupções (estouro de Timer (TBIFG) e interrupções nos demais canais CCP), assim como no Timer A.

Se ocorrer uma interrupção do canal 0 do Timer e ela estiver habilitada (TBCCTL0:CCIE = 1 e SR:GIE = 1), o fluxo do programa será desviado para o vetor indicado na tabela 10 (no apêndice) de vetores de interrupção do chip, e o flag TBCCTL0:CCIFG será automaticamente apagado (retorna ao nível lógico “0”).

As demais interrupções utilizam o mesmo tipo de mecanismo gerador de vetor de interrupção descrito para o Timer A. Neste caso, tem-se sete valores diferentes para o registrador TBIV, representando interrupções com prioridades distintas (TEXAS INSTRUMENTS, 2006), conforme mostrado na tabela 3.

Em termos de prioridade entre o Timer A e B, a interrupção por estouro de contagem do Timer B tem prioridade sobre a interrupção por estouro de contagem do Timer A. Portanto, devido ao fato de que se deseja efetuar rápidos posicionamento do eixo do motor, a interrupção por estouro de timer do Timer B foi escolhida para o desenvolvimento do controle de posição.

**Tabela 3: Fontes de interrupções disponíveis no Timer B.**

TBIV Contents	Interrupt Source	Interrupt Flag	Interrupt Priority
00h	No interrupt pending	–	
02h	Capture/compare 1	TBCCR1 CCIFG	Highest
04h	Capture/compare 2	TBCCR2 CCIFG	
06h	Capture/compare 3†	TBCCR3 CCIFG	
08h	Capture/compare 4†	TBCCR4 CCIFG	
0Ah	Capture/compare 5†	TBCCR5 CCIFG	
0Ch	Capture/compare 6†	TBCCR6 CCIFG	
0Eh	Timer overflow	TBIFG	Lowest

† MSP430x14x, MSP430x16x devices only

(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

No apêndice, foram detalhados os registradores do Timer A e do Timer B que auxiliaram no controle velocidade e posição do eixo do motor de indução trifásico, bem como os vetores de interrupções aplicados.

### 3.1.4. CONVERSOR A/D DE 12 BITS

O conversor A/D é aplicado em aquisição e processamento de sinais analógicos. Neste trabalho, utilizou-se o conversor A/D para obtenção da trajetória da esteira transportadora. O ADC12 do MSP430F169 mostrou-se eficiente nesta aplicação e foi essencial no controle de posição do eixo do motor.

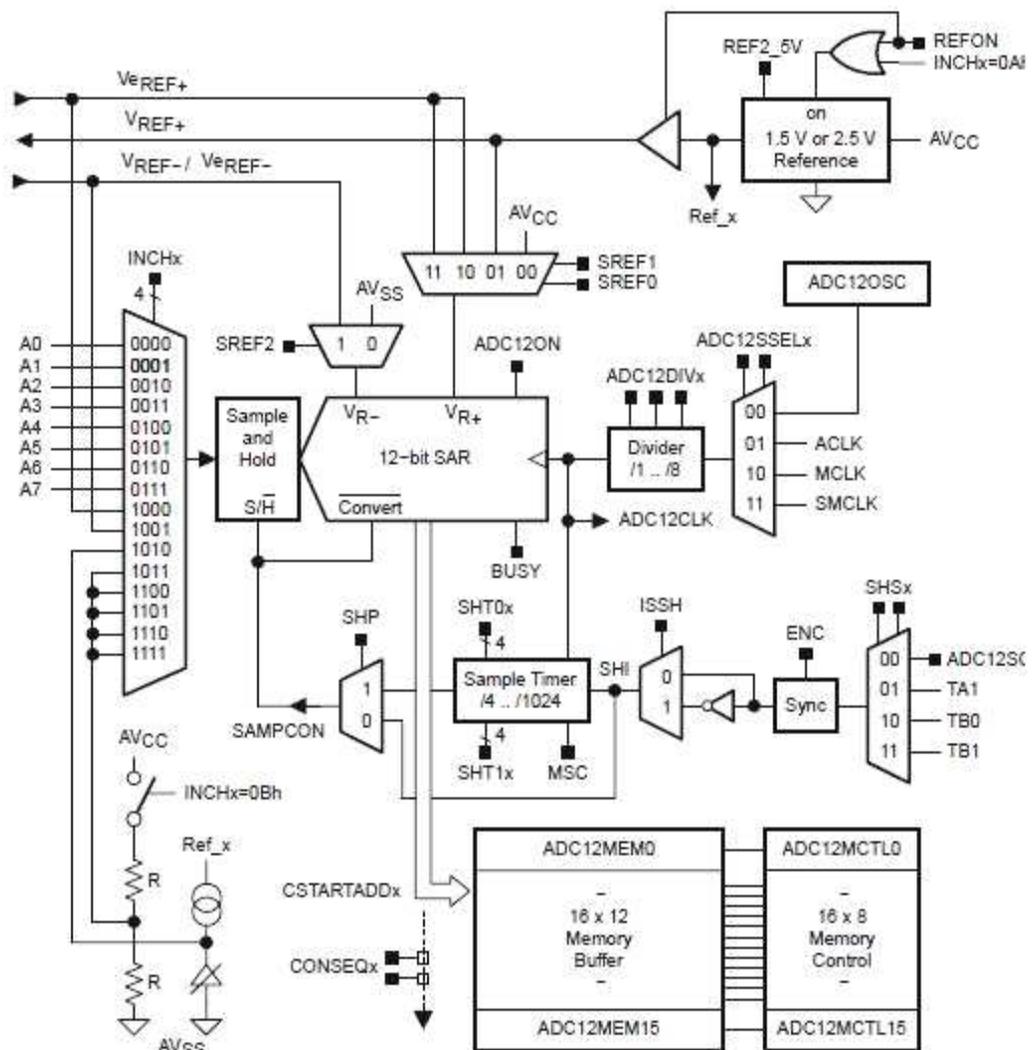
Este conversor possui algumas particularidades: resolução de 12 bits e sem perdas de código, velocidade de até 200.000 amostras por segundo, oito canais externos, operação de 2,2 até 3,6 Volts, circuito de amostragem e retenção (*sample-and-hold*) com período de amostragem programável, referência de tensão interna selecionável por software (1,5 ou 2,5 Volts), referências de tensão externas, fontes de clock selecionáveis por software, possibilidade de iniciar uma conversão por umas das saídas dos *timers* A e B e 16 memórias de conversão com controle independente, com capacidade de especificar o canal de entrada e a referência (TEXAS INSTRUMENTS, 2006). O funcionamento do módulo conversor A/D de 12 bits consiste no seguinte:

1. Seleciona-se o modo de funcionamento do conversor (conversão simples ou se quência de canais), pelos bits CONSEQx (registrador ADC12CTL1).

2. Seleciona-se o endereço inicial da memória de conversão, pelos bits CSTARTADDx (registrador ADC12CTL1).
3. Liga-se o conversor (bit ADC12CTL0:ADC12ON=1) e habilitam-se as conversões (bit ADC12CTL0:ENC=1).
4. Quando o dado convertido estiver na memória o *flag* de fim de conversão é apagado.

A figura 25 a seguir mostra a estrutura em diagrama de blocos do conversor A/D de 12 bits. Para início de conversão, o conversor aguarda a ocorrência de um sinal de disparo de conversão (SAMPCON na figura 25) que pode ser originado de uma das quatro fontes seleccionadas pelos bits SHSx (registrador ADC12CTL1), conforme mostrado na tabela 4.

Figura 25: Estrutura em diagrama de blocos do conversor A/D de 12 bits.



(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

Tabela 4: Fontes de disparo do ADC12.

SHSx	Fonte de disparo
00	<i>software</i> (bit ADC12CTL0:ADC12SC)
01	<i>timer A</i> (saída TA1)
10	<i>timer B</i> (saída TB0)
11	<i>timer B</i> (saída TB1)

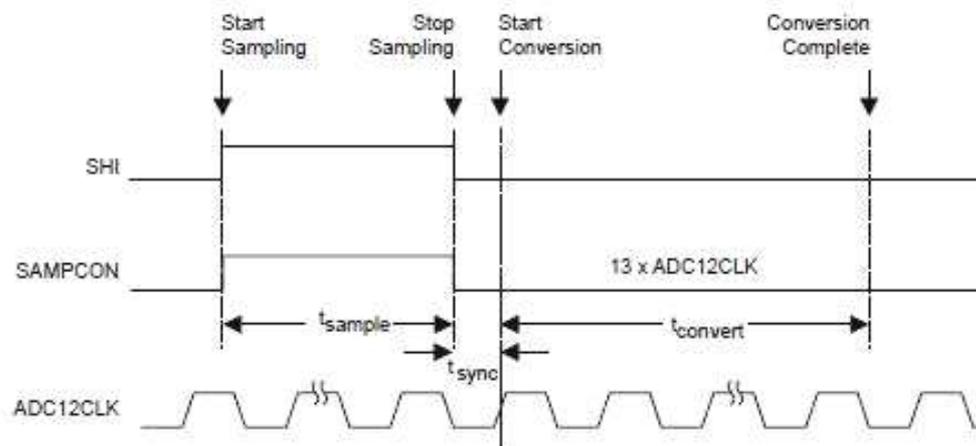
(TEXAS INSTRUMENTS)

O disparo por software é comandado pelo bit ADC12SC (registrador ADC12CTL0) que é automaticamente apagado pelo hardware após o início da amostragem/conversão. As demais fontes de disparo são provenientes dos *timers A* e *B*, o que permite que uma conversão seja iniciada por um evento de comparação em um dos canais dos *timers* (TEXAS INSTRUMENTS, 2006). A polaridade do sinal de disparo pode ser selecionada pelo bit ISSH (registrador ADC12CTL1).

Um aspecto importante do ADC12 é que o modo como é feita a amostragem pode ser controlado pelo bit SHP (registrador ADC12CTL1).

Com o SHP = 0, tem-se o modo de amostragem estendida, no qual o período de amostragem é determinado pela duração do sinal interno SHI que é comandado por SHSx. Quanto maior a duração do pulso de disparo de amostragem maior será  $t_{sample}$  (tempo de duração da amostragem). A transição de alto para baixo do bit SAMPCON inicia a conversão após a sincronização com ADC12CLK, conforme ilustrado na figura 26.

Figura 26: Representação de amostragem estendida.



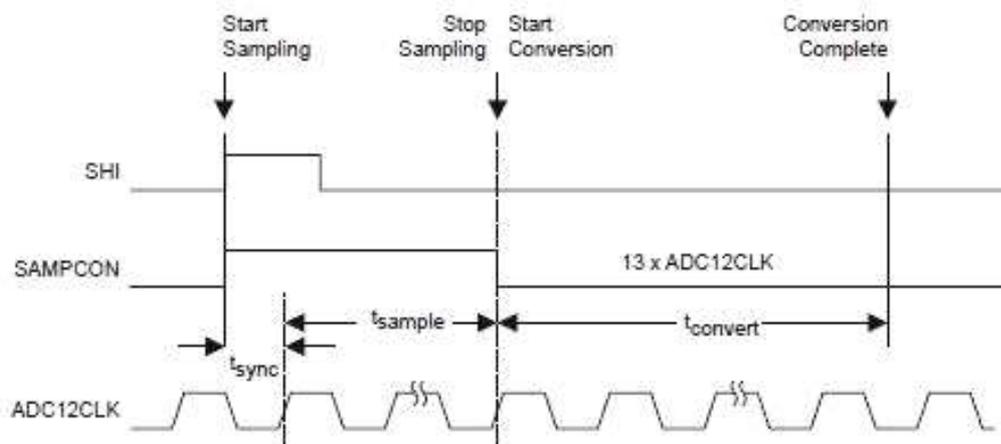
(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

O modo de amostragem estendida pode ser útil quando a fonte de disparo selecionada for por software (bit ADC12CTL0:ADC12SC). Neste caso, o programa desenvolvido pode ativar o bit ADC12SC pelo tempo necessário à amostragem.

Com SHP = 1, tem-se o modo de amostragem temporizada. O tempo de amostragem é determinado por um timer interno, que é configurado de acordo com os bits SHT1x e SHT0x (registrador ADC12CTL0). Os bits SHT1x determinam o tempo de amostragem (em ciclos de clock do conversor) para as memórias ADC12MEM8 até ADC12MEM15.

Os bits SHT0x determinam o tempo de amostragem para as memórias ADC12MEM0 até ADC12MEM7. Nesse modo, quando selecionada a fonte de disparo por software e o bit ADC12CTL0:ADC12SC estiver em nível lógico “1”, após iniciado o ciclo de amostragem ele é automaticamente apagado, como mostrado na figura 27 (TEXAS INSTRUMENTS, 2006).

**Figura 27: Representação de amostragem temporizada.**



(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

O cálculo do tempo de amostragem  $t_{sample}$  depende da resistência interna da fonte do sinal e pode ser determinado pela equação 40.

$$t_{sample} = (R_s + 2000) \cdot 9,011 \cdot 40 \cdot 10^{-12} + 800 \cdot 10^{-9}, \quad (40)$$

onde  $t_{sample}$  é o tempo mínimo de amostragem em segundos e  $R_s$  a resistência interna da fonte de sinal em  $[\Omega]$ .

Após a fase de amostragem, inicia-se a conversão do sinal. São necessários 13 ciclos de clock (ADC12CLK) para que seja concluída. A fonte de clock do conversor pode ser selecionada pelos bits ADC12SSELx (registrador ADC12CTL1), conforme a tabela 5.

**Tabela 5: Fontes de clock do ADC12.**

ADC12SSELx	Fonte de clock
00	Oscilador interno do ADC12
01	ACLK
10	MCLK
11	SMCLK

(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

O oscilador interno opera a aproximadamente 5 MHz, com uma margem de tolerância de 3,6 a 6,3 MHz. A fonte de clock selecionada pode ser dividida por um fator entre 1 e 8, conforme a seleção dos bits ADC12DIVx (registrador ADC12CTL1). Para uma amostragem livre de erros e sem perda de linearidade, deve-se fazer o clock operar entre 450 KHz e 6,3 MHz (TEXAS INSTRUMENTS, 2006).

Durante um ciclo de amostragem e conversão, o *flag* ADC12BUSY (registrador ADC12CTL1) permanece em nível lógico 1, e ao término da conversão este *flag* é apagado (nível lógico 0) automaticamente e o valor é armazenado em uma das 16 memórias do conversor (ADC12MEM0 a ADC12MEM15).

Cada memória possui um registrador de controle (ADC12MTCLx) e um registrador que armazena o resultado da conversão (ADC12MEMx). Além disso, o registrador de controle (ADC12MTCLx) possui um bit chamado de EOS que é utilizado para determinar qual a última memória de uma sequência, quando o conversor for programado para amostrar e converter de maneira sequencial. A tabela 6 mostra os tipos de amostragem e conversão que podem ser programadas.

Tabela 6: Modos de amostragem/conversão que podem ser configuradas no conversor.

CONSEQx	MSC	Modo	Descrição
00	X	Um canal sem repetição	Os <i>bits</i> ADC12CTL1:CSTARTADDx indicam a memória de controle que recebe o resultado da conversão. O canal de entrada e a seleção da referência são feitos pelo registrador de controle (ADC12MCTLx) da memória selecionada. O resultado é escrito na memória ADC12MEMx. Cada nova conversão necessita de um novo disparo.
01	0	Sequência de canais sem repetição	Uma sequência de canais é convertida uma única vez. O início da sequência é determinado pelos <i>bits</i> ADC12CTL1:CSTARTADDx, que apontam a memória ADC12MEMx inicial. A sequência termina na memória cujo registrador de controle possui o <i>bit</i> EOS em nível lógico 1. Cada resultado é armazenado no respectivo registrador ADC12MEMx. Uma nova conversão da sequência necessita de um novo disparo.
10	1	Um canal repetidamente	Os <i>bits</i> ADC12CTL1:CSTARTADDx indicam a memória de controle que receberá o resultado da conversão. O canal de entrada e a seleção da referência são feitos pelo registrador de controle (ADC12MCTLx) da memória selecionada. O canal é amostrado e o resultado convertido repetidamente. Para parar o processo, basta apagar (nível lógico 0) o <i>bit</i> ENC.
11	1	Sequência de canais repetidamente	Uma sequência de canais é convertida repetidamente. O início da sequência é determinado pelos <i>bits</i> ADC12CTL1:CSTARTADDx, que apontam a memória ADC12MEMx inicial. A sequência termina na memória cujo registrador de controle possui o <i>bit</i> EOS em nível lógico 1. Cada resultado é armazenado no respectivo registrador ADC12MEMx. Para encerrar o processo, basta apagar o <i>bit</i> ENC.

(PEREIRA, 2005)

#### 3.1.4.1. Configuração do ADC12

Para o funcionamento adequado do conversor A/D de 12 bits é necessário configurá-lo corretamente, como segue:

1. O bit ADC12CTL0:ENC deve ser apagado.
2. Selecionam-se a fonte de clock, seu fator de divisão, modo de tempo de amostragem, referência de tensão, modo de conversão e fonte de disparo da conversão (registradores ADC12CTL0 e ADC12CTL1).
3. Selecionam-se a referência de tensão e o canal de entrada de cada memória utilizada (registradores ADC12MCTLx).
4. Habilita-se o ADC12 (ADC12CTL0:ENC = 1).
5. Configuram-se os pinos do porto para a função especial para o ADC12 (registrador PxSEL).

#### 3.1.4.2. Referências de Tensão

Cada uma das 16 memórias do ADC12 pode operar utilizando tanto uma das suas referências internas quanto uma ou duas referências externas. As entradas de referência  $V_{R+}$  e  $V_{R-}$  permitem definir os limites superior e inferior de cada conversão, ou seja, o menor e o maior valor de tensão que o sistema pode converter.

Isso significa que, quando a tensão de entrada é igual ao ou maior que  $V_{R+}$ , a saída do conversor é igual a 4095 (0x0FFF) e quando a tensão de entrada é menor ou igual a  $V_{R-}$  a saída do conversor é igual a 0. Pode-se selecionar a referência a ser utilizada pelos *bits* SREFx de cada um dos registradores de controle da memórias (ADC12MCTLx), conforme mostrado na tabela 7.

**Tabela 7: Referências de tensão usadas pelo ADC12.**

<b>SREFx</b>	<b>V<sub>R+</sub></b>	<b>V<sub>R-</sub></b>
000	$AV_{CC}$	$AV_{SS}$
001	$V_{REF+}$	$AV_{SS}$
010	$V_{e_{REF+}}$	$AV_{SS}$
011	$V_{e_{REF+}}$	$AV_{SS}$
100	$AV_{CC}$	$V_{REF-}/V_{e_{REF-}}$
101	$V_{REF+}$	$V_{REF-}/V_{e_{REF-}}$
110	$V_{e_{REF+}}$	$V_{REF-}/V_{e_{REF-}}$
111	$V_{e_{REF+}}$	$V_{REF-}/V_{e_{REF-}}$

(PEREIRA, 2005)

A opção  $V_{REF+}$  é proveniente do gerador de tensão de referência interno e pode ser ativada e desativada pelo bit REFON (registrador ADC12CTL0). A tensão de referência ativada pode ser selecionada entre dois valores: 1,5 ou 2,5 Volts. A seleção é feita pelo bit REF25V (registrador ADC12CTL0).

Além da tensão de referência interna, pode-se utilizar uma tensão de referência externa aplicada ao pino  $V_{e_{REF+}}$  do microcontrolador, e outra para a margem inferior, aplicada ao pino  $V_{REF-}/V_{e_{REF-}}$  (TEXAS INSTRUMENTS, 2006). Alternativamente, também é possível utilizar como referência a própria tensão de alimentação do microcontrolador ( $AV_{CC}$  e  $AV_{SS}$ ).

### 3.1.4.3. Interrupções do ADC12

O ADC12 dispõe de 18 fontes de interrupção:

- Conversão completada em uma memória (o que resulta em 16 interrupções possíveis);
- Sobrescrita de um resultado;
- Estouro de tempo de conversão.

Quando a memória de conversão recebe um novo resultado após a amostragem/conversão, a interrupção que indica o fim da conversão é ativada. Neste caso, o *flag* ADC12IFGx é colocado em nível 1. As interrupções das memórias de conversão podem ser individualmente habilitadas pelo registrador ADC12IE e com GIE em nível lógico 1, a ativação do *flag* ADC12IFG correspondente àquela posição de memória que desvia o programa para o endereço apontado pelo vetor de interrupção ADC12, conforme mostrado na tabela 8.

**Tabela 8: Vetores de interrupções do MSP430F169.**

ADC12IV Contents	Interrupt Source	Interrupt Flag	Interrupt Priority
000h	No interrupt pending	-	
002h	ADC12MEMx overflow	-	Highest
004h	Conversion time overflow	-	
006h	ADC12MEM0 interrupt flag	ADC12IFG0	
008h	ADC12MEM1 interrupt flag	ADC12IFG1	
00Ah	ADC12MEM2 interrupt flag	ADC12IFG2	
00Ch	ADC12MEM3 interrupt flag	ADC12IFG3	
00Eh	ADC12MEM4 interrupt flag	ADC12IFG4	
010h	ADC12MEM5 interrupt flag	ADC12IFG5	
012h	ADC12MEM6 interrupt flag	ADC12IFG6	
014h	ADC12MEM7 interrupt flag	ADC12IFG7	
016h	ADC12MEM8 interrupt flag	ADC12IFG8	
018h	ADC12MEM9 interrupt flag	ADC12IFG9	
01Ah	ADC12MEM10 interrupt flag	ADC12IFG10	
01Ch	ADC12MEM11 interrupt flag	ADC12IFG11	
01Eh	ADC12MEM12 interrupt flag	ADC12IFG12	
020h	ADC12MEM13 interrupt flag	ADC12IFG13	
022h	ADC12MEM14 interrupt flag	ADC12IFG14	
024h	ADC12MEM15 interrupt flag	ADC12IFG15	Lowest

(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

Também, existem a interrupção que indica a sobrescrita de um resultado na memória do conversor e a interrupção por estouro do tempo de conversão.

Para facilitar e acelerar o tratamento das interrupções em uma RTI, o ADC12 inclui um gerador de vetores de interrupção mostrados na tabela 8. Dentro de uma RTI, a simples leitura do registrador ADC12IV faz com que o *flag* da interrupção causadora do desvio seja apagado (TEXAS INSTRUMENTS, 2006).

O ADC12 utiliza os seguintes registradores para sua configuração e operação:

- **ADC12CTL0 e ADC12CTL1:** configuração do ADC12;

- **ADC12MEM0 a ADC12MEM15:** resultado da conversão;
- **ADC12MCTL0 e ADC12MCTL15:** configuração das memórias de conversão;
- **ADC12IFG:** *flags* de interrupção das memórias de conversão;
- **ADC12IE:** habilitação da interrupção das memórias de conversão;
- **ADC12IV:** gerador de vetores de interrupção do ADC12;
- **PxSEL:** configuração dos pinos de entrada do conversor para o modo analógico.

A descrição das funções de cada bit dos registradores está no Apêndice deste trabalho.

### 3.2. O PROTOCOLO DE COMUNICAÇÃO USS

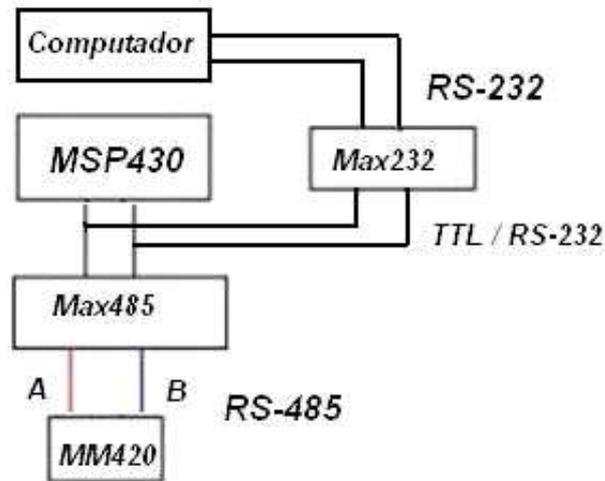
O protocolo USS é definido como uma técnica de comunicação serial baseada na transferência de dados do tipo Mestre – Escravo (SIEMENS, 1994) e possui características importante tais como:

- Operação com tamanho fixo ou variável da mensagem;
- Suporta até 31 Escravos para um Mestre;
- Fácil implementação;
- Suporta a tecnologia de transmissão RS-485 multiponto.

Um Mestre e no máximo 31 Escravos podem ser conectados no barramento (SIEMENS, 1994). Os escravos individuais são selecionados pelo mestre via um caractere de endereço numa mensagem. Um escravo nunca pode transmitir alguma mensagem sem ser solicitado pelo mestre e mensagens diretas entre escravos não são possíveis.

As comunicações são realizadas no modo Half Duplex (sem possibilidade de transmissão e recepção simultâneas). A figura 28 apresenta uma configuração de barramento em uma aplicação industrial típica, em que um microcontrolador central comanda um inversor.

Figura 28: Rede de manufatura utilizando padrão RS-485.



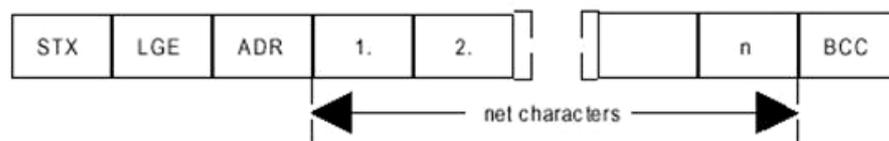
(RANIEL, 2011)

### 3.2.1. A ESTRUTURA DA MENSAGEM NO PROTOCOLO USS

Os escravos só respondem ou realizam alguma tarefa quando solicitados (SIEMENS, 1994). Desta forma, para que haja comunicação entre mestre e escravos, há necessidade de troca de mensagens, ou seja, o mestre deve enviar um telegrama (mensagem) solicitando alguma tarefa do escravo e este, por sua vez, retorna ao mestre uma resposta de acordo com o que foi solicitado.

Cada telegrama ou mensagem se inicia com *STX* (*Caractere de Partida* = 02 Hex), seguido pelo tamanho (*LGE*) do telegrama e o byte de endereço (*ADR*) (SIEMENS, 1994). Também é acompanhado dos caracteres de controle e ajuste de parâmetros do periférico (*Net Characters*). A mensagem é terminada pela palavra *BCC* (*Caractere de Checagem de Bloco*). A figura 29 ilustra a formação da mensagem.

Figura 29: Estrutura da mensagem no protocolo USS.



(SIEMENS, 1994)

Para palavras de informação de 16 bits, na parte de caracteres de controle e ajuste do periférico (*Net Characters*), o primeiro byte a ser transmitido é sempre o mais significativo e

o segundo é o menos significativo. Deste modo, para melhor entendimento, têm-se os seguintes comandos padronizados:

*STX (início da mensagem)*: caractere ASCII 02 Hex.

*LGE (tamanho do telegrama)*: 1 byte inclui o tamanho do telegrama como número binário.

*ADR (byte de endereço físico)*: 1 byte contém o endereço físico do escravo e o tipo de mensagem, codificado em binário.

*Net Characters*: são bytes de controle e de ajuste de parâmetros do periférico, e dependem da aplicação. Pode ter tamanho fixo ou variável.

*BCC (Block Check Character)*: byte que representa a geração de checagem do bloco de caracteres. Indica o fim da mensagem.

Para ilustrar como o byte *BCC* é formado, elaborou-se o exemplo a seguir. Os exemplos a seguir mostram como gerar a palavra *BCC*, que é a palavra que indica o final do telegrama.

*BCC* = 00, antes da primeira palavra de um telegrama ser recebida/transmitida (*STX*).

*BCC* = 00 00 00 00

Depois de o primeiro caractere ter sido recebido, obtém-se:

*BCC novo* = *BCC velho* (XOR) “Primeiro Caractere”

*BCC velho* = 00 00 00 00  
(XOR)  
*Primeiro Caractere* = 00 00 00 10

---

*BCC novo* = 00 00 00 10

Para a geração da próxima palavra *BCC*, deve-se fazer uma nova operação XOR do valor obtido 00 00 00 10 (agora chamado de “*BCC velho*”) da primeira operação “OU exclusivo” com a próxima palavra a ser recebida ou enviada.

Assim, para a geração de outras palavras *BCC* em outras mensagens, segue-se a lógica apresentada acima.

### 3.2.2. INTERVALO DA PALAVRA DE START

O caractere de início de mensagem *STX* ( igual a 02 Hex) não é suficiente para os escravos identificarem o início de um telegrama, pois a combinação do byte “02” Hex pode ocorrer também nos caracteres de controle e ajuste de parâmetros (*Net Characters*) (SIEMENS, 1994). Então, antes do *STX*, deve-se dar um atraso de pelo menos dois caracteres fornecidos pelo mestre. Somente um *STX* precedido de intervalo de start (*Start Interval*) se caracteriza como um telegrama válido, como mostrado na tabela 9.

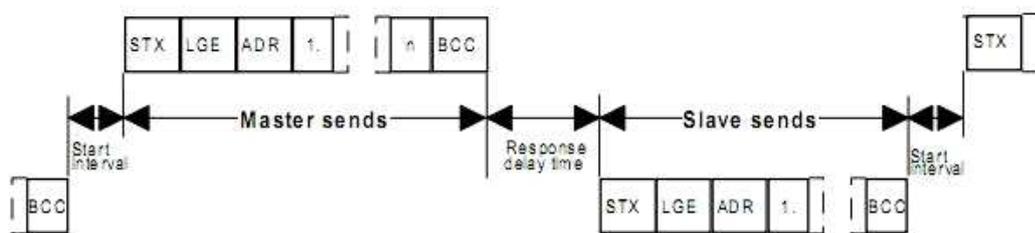
**Tabela 9: Relação entre os Baud Rates padrões e o start interval.**

Baud Rate em bits/s	Intervalo de start em ms
9600	2,3
19200	1,15
38400	0,58
187500	0,12

(SIEMENS, 1994)

A transferência de dados no modo Half Duplex é feita como ilustrado na figura 30, aplicando-se o *Start Interval*.

**Figura 30: Estrutura de uma mensagem utilizando um Start Interval antes de iniciar o início da transmissão.**



(SIEMENS, 1994)

### 3.2.3. MONITORAMENTO E ERROS DE RESPOSTA NO MICROMASTER420

Quando um telegrama é recebido, o começo correto da mensagem deve ser identificado (*Start Interval* + *STX*) e, então, o tamanho da mensagem é avaliado (*LGE*) (SIEMENS, 1994). O telegrama é rejeitado se a informação do tamanho não corresponder ao

valor selecionado para um tamanho de telegrama fixo (ajuste do parâmetro P2012 no inversor MICROMASTER420) ou se o valor for inválido pra telegramas de tamanhos variáveis.

O BCC é gerado durante a recepção (no inversor MICROMASTER420 ou em qualquer outro dispositivo escravo), e depois do telegrama completo ser lido dentro do escravo, o BCC gerado internamente pelo escravo é comparado com o BCC recebido, ou seja, é comparado com o BCC transmitido pelo mestre (SIEMENS, 1994). O telegrama não é avaliado se eles não forem iguais, e o escravo não responde.

Se um quadro de erro na mensagem ou erro de paridade não ocorrer em qualquer dos caracteres recebidos, o telegrama é avaliado e o escravo efetua a tarefa solicitada. Se o byte de endereço (*ADR*) não coincidir com o endereço físico do escravo, então a mensagem não é processada e caracterizada como inválida.

### 3.2.3.1. *Processamento de Mensagens Recebidas pelo Escravo*

Somente mensagens livres de erros recebidos pelo escravo são processadas. Os seguintes erros são identificados, valendo tanto para o mestre quanto para o escravo (SIEMENS, 1994).

- Erros de paridade;
- Erros de caracteres;
- Tamanho incorreto da mensagem (*LGE*);
- BCC incorreto;
- Tempo de execução da mensagem excedido;
- Conexão interrompida.

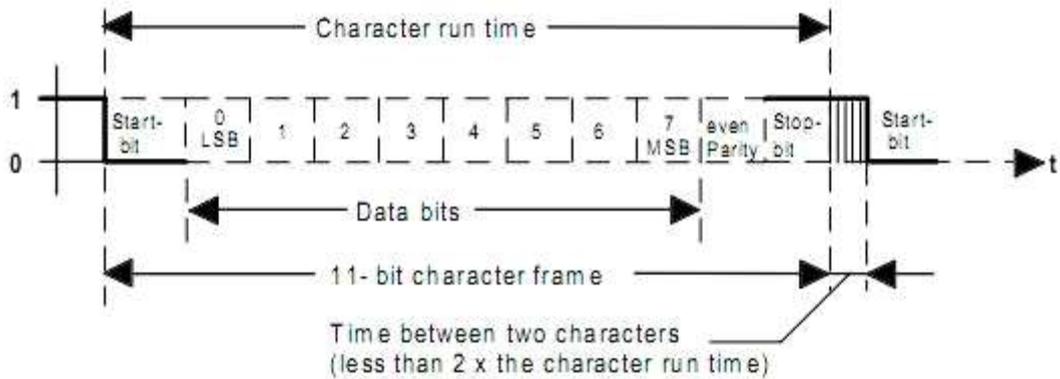
### 3.2.3.2. *Tempo de Transmissão do Caractere (Character Run Time)*

O *character run time* é o tempo requerido para transmitir um caractere de 11 bits (SIEMENS, 1994). Este tempo é uma função do *baud rate* e é dado por:

$$\text{character run time} = \frac{11 \cdot 1000}{\text{transfer rate}} [\text{ms}] \quad (41)$$

A figura 31 ilustra um caractere que compõe as mensagens trocadas entre o microcontrolador MSP430F169 e o inversor de frequência MICROMASTER420.

**Figura 31: Quadro geral da formação de caractere.**



(SIEMENS, 1994)

Cada caractere transferido começa com um bit de *Start* e termina com um bit de *Stop*, sendo que 8 bits de dados são transferidos, incluindo um bit de paridade. Assim, um erro de mensagem é gerado se o quadro de caractere não for mantido dentro dos padrões. Especificamente falando, adotou-se para este trabalho um quadro de caracteres com paridade *par* para se obter uma comunicação correta entre o microcontrolador e o inversor MM420.

### 3.2.3.3. Tempo Comprimido de Execução da Mensagem (*Compressed Telegram Run Time*)

O tempo comprimido de execução do telegrama é definido como o tempo de execução requerido para transmitir uma mensagem em bloco, incluindo *LGE*, *ADR*, *net data characters* e *BCC*. O bit de *Stop* de um caractere é imediatamente seguido pelo bit de *Start* do próximo caractere (SIEMENS, 1994), ou seja, não há intervalo entre os bytes.

O tempo comprimido de execução da mensagem é então obtido conforme a equação 42.

$$(n + 3) \cdot \text{character run time} , \quad (42)$$

onde  $n$  é a quantidade de bytes na parte de caracteres de controle e ajuste do periférico (*Net Characters*).

### 3.2.3.4. Tempo Máximo de Execução da Mensagem (*Maximum Telegram Run Time*)

O tempo máximo de execução do telegrama inclui, como ilustrado na figura 32, em adição, o tempo comprimido de execução do telegrama (*Compressed Telegram Run Time*) e o atraso entre um caractere e outro (*Character Delay Time*). A soma do atraso entre os

caracteres é igual a 50% do tempo comprimido de execução do telegrama (SIEMENS, 1994). O tempo máximo de execução do telegrama é obtido como segue:

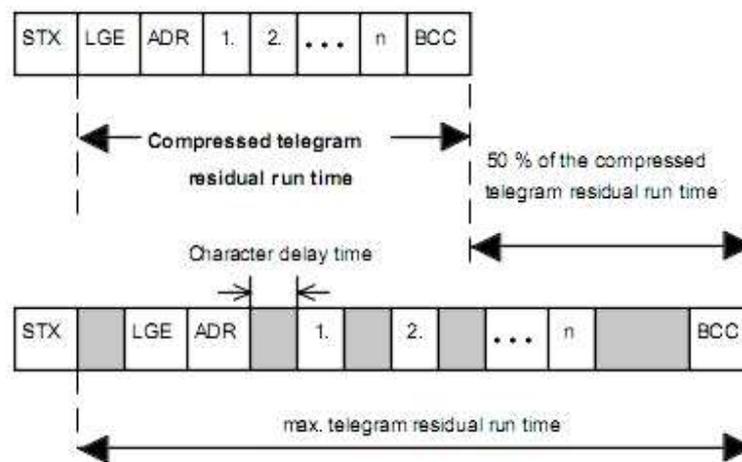
$$1.5 \cdot \text{compressed telegram run time} \quad (43)$$

Isto corresponde a:

$$1.5 \cdot (n + 3) \cdot \text{character run time} \quad (44)$$

O tempo de atraso entre dois caracteres (*Character Delay Time*) deve ser menor que o *Start Interval* (SIEMENS, 1994) e pode ser distribuído como requerido ao longo da mensagem entre os caracteres. Não é necessário monitorar este tempo de atraso. Para um melhor entendimento, a figura 32 ilustra o processo.

Figura 32: Ilustração do tempo residual máximo de execução do telegrama.



(SIEMENS, 1994)

Para a comunicação entre microcontrolador e inversor, estabeleceu-se, neste trabalho, uma mensagem composta por 16 bytes. Sendo assim, de acordo com a equação 44, o tempo máximo de execução ou transmissão da mensagem deve ser de 25,78125 ms, sendo este, utilizado nas equações desenvolvidas para o controle de posição proposto neste trabalho.

### 3.3. COMUNICAÇÃO SERIAL USANDO O PADRÃO RS-485

Para elaborar a interface física entre o microcontrolador MSP430 e o inversor de frequência MM420, utilizou-se o circuito integrado MAX485 (MAXIM INTEGRATED PRODUCTS, 2003), aplicando os pinos de controle, recebimento e transmissão de dados do

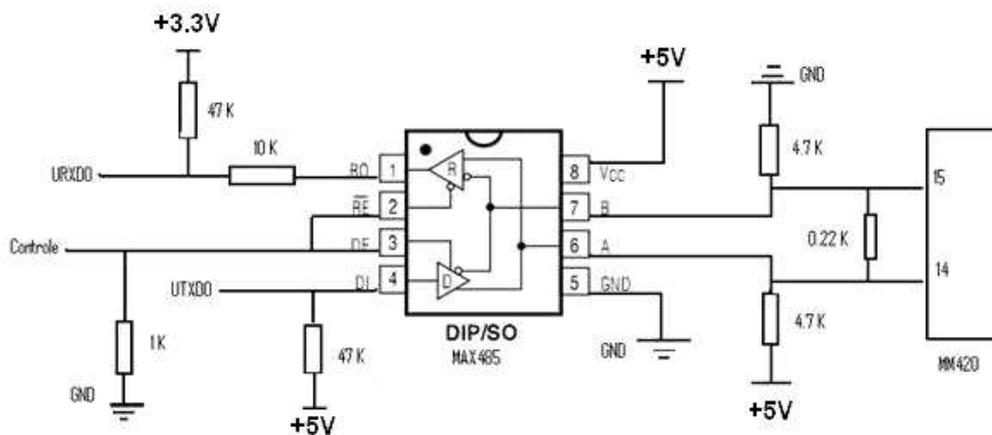
microcontrolador e, também, a disponibilidade de resistores. O controle da via de dados foi realizado via software e, para isso, utilizou-se um único pino do microcontrolador para habilitar tanto a transmissão quanto a recepção.

Trata-se de uma interface de comunicação que trabalha no modo Half Duplex (transmite ou recebe dados) e para se transmitir um dado, basta colocar nível lógico “1” no pino DE do MAX485, desabilitando a recepção e em seguida iniciando a transmissão para o inversor conforme a lógica do programador.

Já para a aquisição da resposta do inversor o pino de controle deve ir para nível lógico “0”, logo após o término da transmissão. A via de transmissão de dados sai do MSP430 (pino UTXD0) e entra no pino 4 do CI MAX485. Mas a via de recepção sai do pino 1 do MAX485 e entra no pino URXD0 do microcontrolador.

A figura 33 ilustra em detalhes a solução adotada para a interface física de comunicação.

**Figura 33: Solução adotada para a comunicação serial via RS-485.**



(RANIEL, 2011)

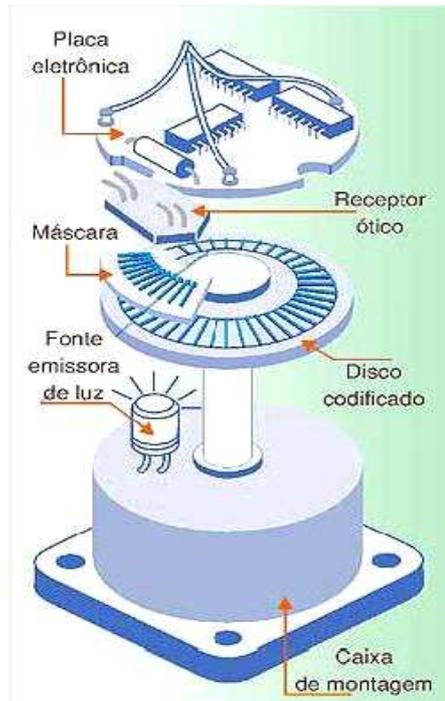
### 3.4. ENCODERS ÓPTICOS

São transdutores de movimento capazes de converter movimentos lineares ou circulares em informações elétricas que podem ser transformadas em informações binárias e processadas por um software que converta essas informações em velocidade, espaço, etc.

Os encoders possuem internamente um ou mais discos perfurados. Os furos do disco ficam entre um feixe infravermelho gerado por um circuito eletrônico. Basicamente, os furos do disco ficam entre um emissor e um receptor de infravermelho, e quando o feixe do emissor

chega até o receptor sem interrupção, é gerado um pulso. A figura 34 ilustra os aspectos físicos de um encoder aplicado em movimentos circulares.

**Figura 34: Aspectos físicos de encoders rotativos.**



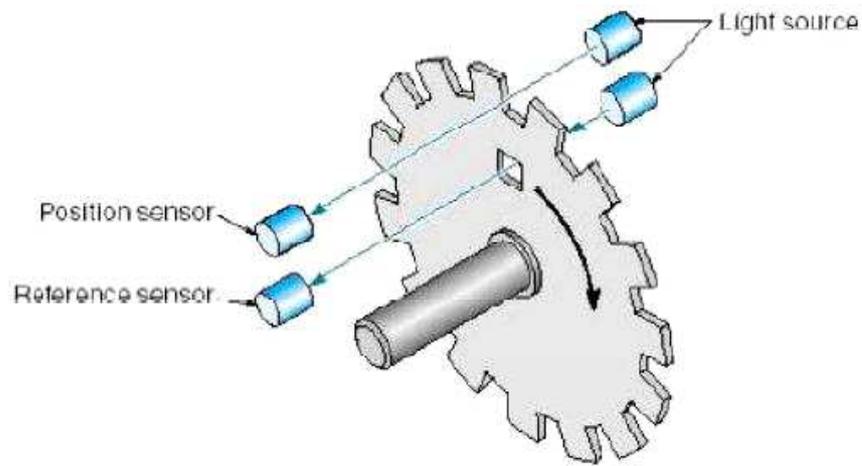
(OLIVEIRA, 2007)

### 3.4.1. ENCODER INCREMENTAL

O encoder óptico incremental possui apenas uma trilha com dentes igualmente espaçados. A posição é determinada pela contagem do número de pulsos fornecidos pelo encoder. A título de exemplo, a resolução do encoder incremental é dada por pulsos/revolução (normalmente chamado de PPR), isto é, o encoder gera certa quantidade de pulsos elétricos por uma revolução (no caso de um encoder rotativo).

Para determinar a resolução basta dividir o número de pulsos por  $360^\circ$ . Por exemplo, um encoder fornecendo 1024 pulsos/revolução geraria um pulso elétrico a cada  $0,35^\circ$  mecânicos (OLIVEIRA, 2007). A figura 35 mostra o disco do encoder incremental colocado entre um emissor e um receptor de infravermelho.

**Figura 35: Disco do encoder incremental.**

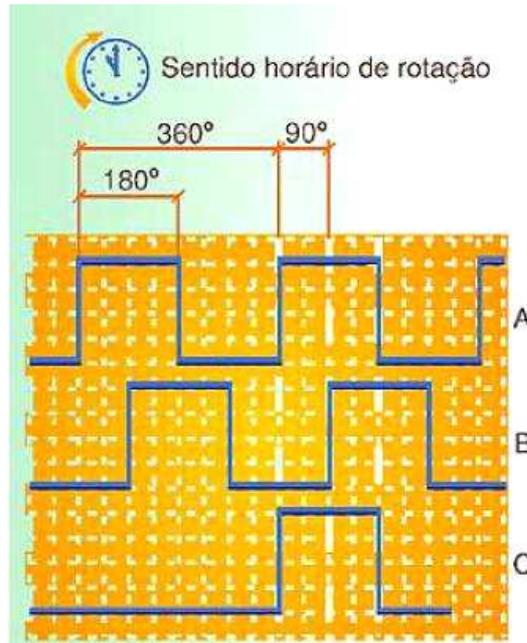


(OLIVEIRA, 2007)

O encoder incremental fornece normalmente dois pulsos quadrados defasados em  $90^\circ$ , que são chamados usualmente de canal A e canal B. Se o sinal do canal A estiver  $90^\circ$  adiantado em relação ao sinal B, então o movimento está no sentido horário, o contrário informa que o movimento está no sentido anti-horário.

A leitura somente de um canal pode fornecer a posição e a velocidade (obtida com tratamento via software), enquanto que a leitura e o tratamento dos dois canais, por software, fornecem o sentido de rotação de um motor de indução trifásico, por exemplo. Outro sinal chamado de Z ou “zero” também está disponível e ele fornece a referência absoluta do encoder. Para melhor entendimento, na figura 36, tem-se a defasagem entre os sinais A e B, bem como o sinal de referência absoluta C.

Figura 36: Defasagem entre sinais A e B fornece o sentido de rotação.



(OLIVEIRA, 2007)

Nas aplicações de controle de posição e velocidade com encoder incremental, utiliza-se o circuito integrado HCTL2000, especializado no tratamento do sinal do encoder. No sistema de controle proposto neste trabalho, observou-se ruídos provenientes do inversor de frequência (interferência eletromagnética no sinal e aumento nas vibrações mecânicas), vibrações mecânicas do acoplamento do encoder no eixo do motor e irregularidades nos furos do disco do encoder.

Sendo assim, uma das vantagens deste sistema de controle obtido é a não utilização do HCTL2000 porque seu custo é elevado comparado a outros circuitos integrados, principalmente, quando se compara seu preço de compra com o custo do MSP430F169.

### 3.5. O SENSOR INDUTIVO

Segundo a Lei de Faraday da indução magnética, um condutor sujeito a um fluxo magnético variável tem uma corrente elétrica induzida. Isto se deve à ação da força magnética sobre os elétrons livres do condutor, fazendo com que este se polarize e tenha uma força eletromotriz induzida (SIMONI, 2008). A intensidade desta força eletromotriz é dada por:

$$fem = \frac{-d\phi_B}{dt} \quad (45)$$

Na equação 45,  $fem$  é a força eletromotriz e  $d\phi_B$  é o fluxo magnético no tempo.

No sensoriamento indutivo, a fonte de fluxo magnético, ou indutor, é o sensor indutivo. O indutor possui uma propriedade chamada indutância, que é uma medida do fluxo magnético por unidade de corrente elétrica produzido pelo indutor. A indutância  $L$  é baseada no número de espiras  $N$ , na corrente elétrica  $i$  e no fluxo magnético  $\phi_B$ , como segue:

$$L = \frac{N\phi_B}{i} \quad (46)$$

Sabe-se que a variação do fluxo induz uma corrente elétrica em um condutor. Uma das maneiras de obtenção de fluxo variável é pela aproximação ou afastamento relativo do indutor e do condutor, como no experimento de Faraday, ou pela alimentação do indutor por uma corrente alternada. Esta última é a técnica utilizada pelo sensoriamento indutivo. A frequência da corrente alternada que alimenta os laços indutivos normalmente varia entre 10 e 200 kHz.

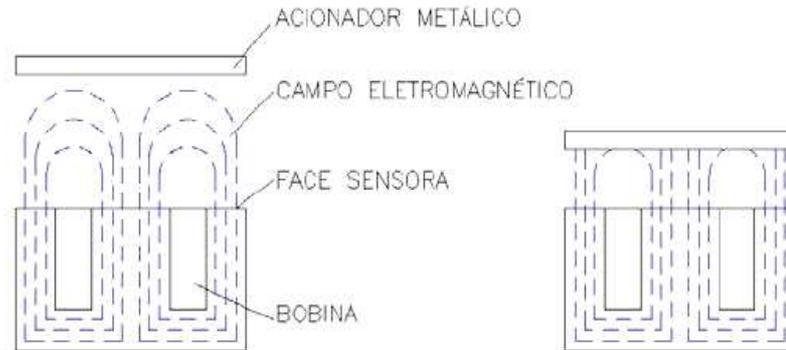
A indutância do sensor, devido ao seu próprio fluxo magnético, é chamada de auto-indutância. Quando um material ferromagnético entra na região de influência do campo magnético produzido pelo laço, correntes elétricas de baixa intensidade são induzidas em suas partes condutivas.

Estas correntes induzidas geram outro fluxo magnético que se acopla ao fluxo inicialmente estabelecido. Isto faz com que o sensor indutivo e o material ferromagnético tenham entre si uma indutância mútua. De acordo com a Lei de Lenz, um fluxo magnético devido a uma corrente induzida tem sentido oposto ao fluxo que induziu a corrente.

Logo, esta interação sensor/material ferromagnético resulta em um decréscimo da indutância do laço, pois o campo magnético induzido no material ferromagnético tende a se opor ao campo magnético do laço indutivo, diminuindo o sinal gerado pelo sensor indutivo (SIMONI, 2008). A variação de amplitude deste sinal é comparada com um valor padrão por meio de um circuito eletrônico.

O estágio de saída é ativado (um pulso é gerado no estágio de saída) quando a variação do sinal gerado pelo sensor indutivo exceder o valor de referência. A figura 34 mostra os aspectos físicos de um sensor indutivo com a aproximação de um material ferromagnético.

**Figura 37: Aspectos físicos de um sensor indutivo.**



(FAGUNDES; RECH, 2003)

Também, deve-se considerar o alcance dos sensores indutivos, especificado pelo fabricante, e fatores de correção que consideram as variações do material alvo (material a ser detectado pelo sensor indutivo). Assim, para o controle de posição e velocidade proposto neste trabalho, aplicou-se uma distância de entre 1,5 e 2,0 *mm* entre o sensor indutivo e o material ferromagnético (parafuso de referência).

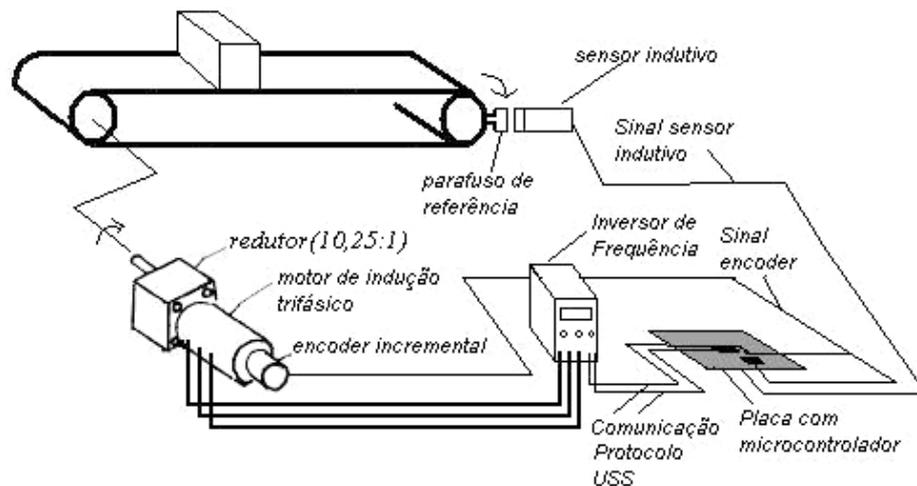
## 4. METODOLOGIA PROPOSTA PARA O CONTROLE DE POSIÇÃO E VELOCIDADE DO EIXO DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

### 4.1. INTRODUÇÃO

O modelo em diagrama de blocos do item 2.3.4.2 representa o sistema de controle de posição e velocidade do eixo de um motor de indução trifásico proposto neste trabalho. Este controle em malha fechada possui um inversor de frequência com controle escalar (Volts/Hz) para manter constante o fluxo de entreferro da máquina.

Associou-se ao inversor de frequência alguns dispositivos eletrônicos, como: o microcontrolador MSP430F169, um encoder óptico incremental (com resolução de 1024 pulsos/revolução) e um sensor indutivo. Este sistema tem por objetivo atuar no posicionamento do eixo do motor de indução em curtos intervalos de tempo, obtendo-se um controle de posição e velocidade versátil que pode ser largamente aplicado em motores de indução na indústria, como mostrado na figura 38.

Figura 38: Configuração do sistema de controle de posição e velocidade proposto.



(RANIEL, 2010 )

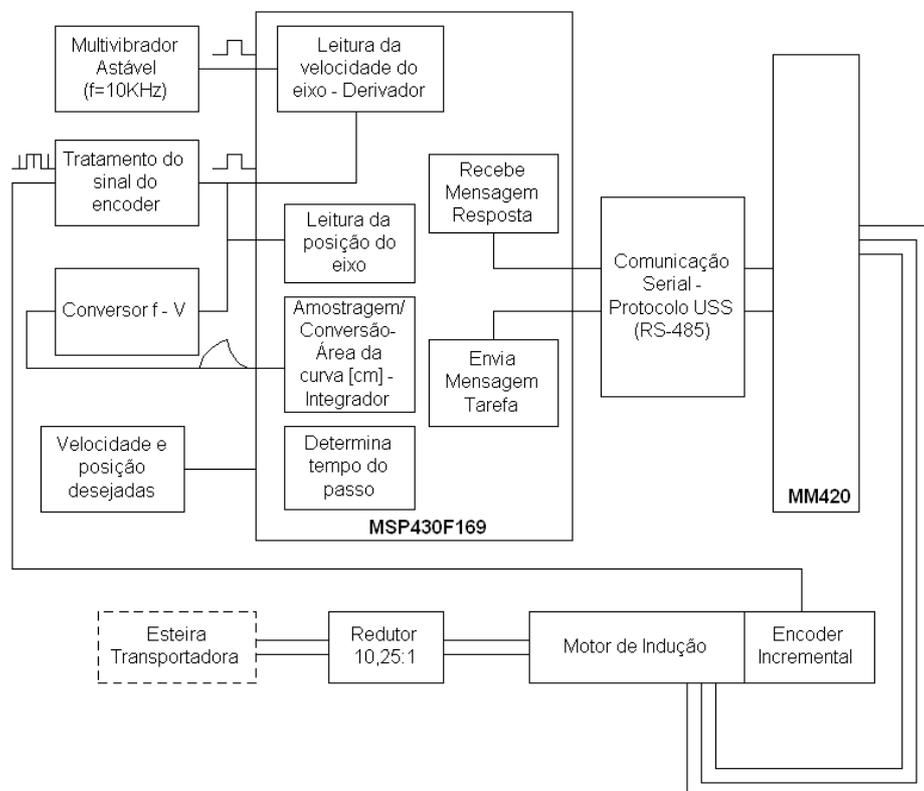
Inicialmente, tem-se o alinhamento do eixo do motor com o sensor indutivo, representando a referência inicial. Na sequência, o microcontrolador (Mestre) informa ao inversor de frequência (Escravo) a velocidade de rotação e o sentido de giro através do protocolo de comunicação serial *USS* utilizando o padrão *RS-485*. O inversor processa a mensagem recebida e responde ao microcontrolador; se o inversor receber uma mensagem livre de erros e responder corretamente ao mestre, o eixo do motor entra em movimento.

O microcontrolador monitora a posição através do sinal do encoder incremental e quando o parafuso de referência entra na área de frenagem especificada, o microcontrolador envia uma mensagem para o inversor iniciar a frenagem do eixo do motor, alcançando a posição desejada. O sistema também é sensível à variação de carga, apresentando uma malha de realimentação para o controle de velocidade, que também é obtida do sinal do encoder.

#### 4.2. O SISTEMA DE CONTROLE EM DIAGRAMA DE BLOCOS

A figura 23 mostra, de forma geral, o sistema de controle de posição e velocidade em malha fechada. Com base neste modelo, obteve-se um diagrama de blocos detalhado do sistema de controle para melhor entendimento das soluções adotadas no tratamento do sinal do encoder incremental, bem como, mostrar o sistema realimentado com o sinal analógico que representa a trajetória do eixo do motor, desde a partida até a parada. Assim, a figura 39 mostra o sistema de controle representado em diagrama de blocos.

**Figura 39: O sistema de controle de posição e velocidade realimentado representado em diagrama de blocos.**



(RANIEL, 2011)

Como já mencionado, o sinal do encoder incremental pode apresentar ruídos elétricos devido às vibrações mecânicas causadas tanto pelo acoplamento mecânico quanto pelo acionamento através de inversores de frequência, que aumentam as vibrações e introduzem harmônicas no sinal do encoder devido a interferência eletromagnética (EMI). Também, as irregularidades nos furos do disco do encoder incremental introduzem ruídos elétricos no sinal que devem ser considerados no projeto.

Neste caso, o tratamento do sinal do encoder é necessário. Um filtro passa-baixa com frequência de corte de 30 kHz e um circuito *Schmitt Trigger* foram implementados para diminuir os ruídos elétricos do sinal do encoder, que fornece tanto a velocidade quanto a posição do eixo do motor. A velocidade foi obtida através de um tratamento do sinal do encoder por meio de hardware (multivibrador astável com  $f = 10 \text{ KHz}$ ) e software.

Em termos de software, utilizou-se o *Timer A* no modo contador de 16 bits juntamente com o multivibrador astável para a obtenção da velocidade do eixo, funcionando como *derivador*. Configurou-se o modo *capture* do *timer A* (temporização ou captura) para estabelecer o tempo do passo, desde a partida (posição inicial) até a parada (posição final) do eixo do motor.

O posicionamento é obtido através da contagem dos *pulsos* (a cada borda de descida do sinal do encoder), com o *Timer B* no modo contador de 16 bits. Para melhorar o controle de posição, providenciou-se um circuito conversor  $f - V$  (converte frequência para tensão), que fornece a curva que representa a trajetória do eixo do motor (do ponto de partida ao ponto de parada).

Neste caso, sabe-se que no Movimento Retilíneo Uniformemente Variado, a área do gráfico (integral) *velocidade x tempo* é igual à distância percorrida. Portanto, para obtenção do valor do passo em *cm*, deve-se utilizar o conversor A/D de 12 bits do MSP430F169 para obtenção da área abaixo da curva de trajetória do eixo do motor, funcionando como um *integrador*.

A amostragem e conversão do sinal foi configurada para operar no modo de amostragem temporizada, conforme mostrado no item 3.1.4. Também, selecionou-se o modo de conversão único, significando que as amostragens e conversões ocorrem a cada disparo de um evento de amostragem. Para o valor correto do passo, calculou-se o tempo de amostragem  $t_{sample}$ , conforme mostrado na equação 40, e obteve-se a equação 47.

Neste trabalho, obteve-se um valor de  $17,9 \mu\text{s}$  para o tempo de amostragem. Por conseguinte, efetuaram-se alguns testes de verificação do valor da área obtido e observou-se

que o erro entre o valor calculado pelo microcontrolador e o valor real foi grande, chegando até a 76%. Portanto, para aproveitamento desta solução, é proposto o conceito de *fator de carga*, que fornece a informação de variação de carga no eixo do motor.

$$area = \left( \frac{conv\_value \cdot 38,62 \cdot 17,9 \cdot 10^{-6}}{3,3} \right) + \left( \frac{braking\_area \cdot 13,2}{10496} \right), \quad (47)$$

onde *conv\_value* é o valor da área obtido pela amostragem e conversão do microcontrolador dado em *Volts* e os valores 38,62 *cm/s* e 3,3 *Volts*, são os valores de velocidade máxima da esteira e tensão máxima de referência do conversor A/D, respectivamente.

### 4.3. O CONTROLE DE VELOCIDADE

O controle de velocidade foi dividido em dois casos para garantir melhores resultados do sistema proposto. O primeiro ocorre quando o eixo do motor de indução percorre um passo maior ou igual a 13,2 *cm*. Neste caso, o microcontrolador faz a leitura da frequência do sinal do encoder que representa a velocidade de rotação do eixo do motor. No segundo caso, quando os passos são menores do que 13,2 *cm*, a velocidade é calculada pelo uso do Timer A na função temporizador ou captura.

Para um bom desempenho do controle de velocidade, no caso 1 é necessário uma velocidade de referência (ou frequência de referência para o sinal do encoder) e no caso 2 é essencial um tempo de referência do passo percorrido, que serão abordados nos itens 4.3.1 e 4.3.2, respectivamente.

No controle de velocidade referente ao caso 2, o microcontrolador efetua uma captura no início do movimento do eixo e outra captura no fim da trajetória, obtendo o tempo do passo numa determinada velocidade. Com isso, o sistema se torna sensível a variação de carga, produzindo, conseqüentemente, um controle de torque, desde que o motor não entre na região de enfraquecimento de campo (frequências do estator da máquina acima da nominal).

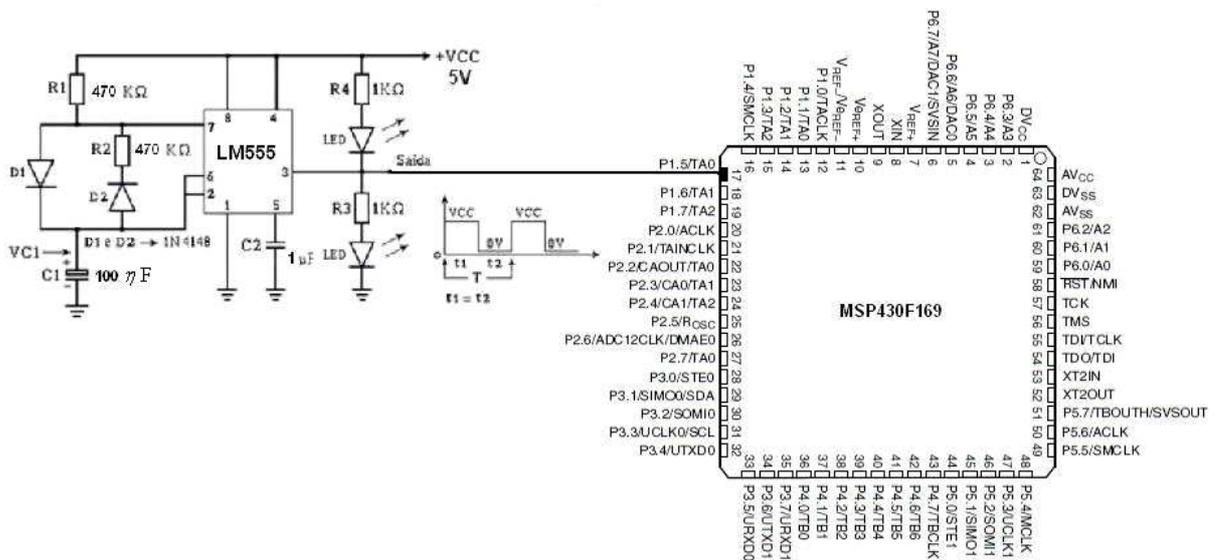
#### 4.3.1. TRATAMENTO DO CASO 1

A velocidade do eixo do motor é obtida através da leitura do sinal do encoder incremental. A fonte de incremento do TAR, com o Timer A na função de contador de 16 bits, escolhida, neste caso, é o *clock* externo TACLK. O sinal do encoder (onda quadrada) foi

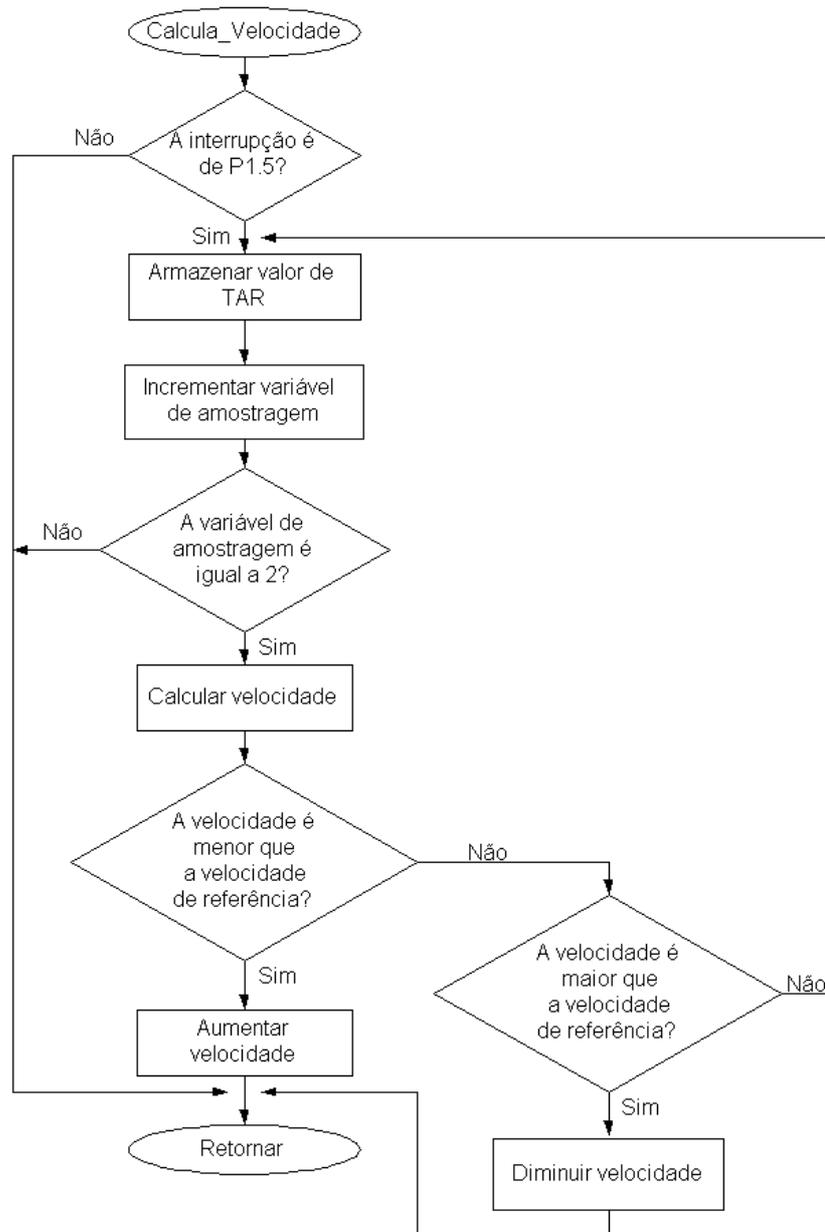
colocado no pino do microcontrolador que corresponde ao TACLK e a cada borda de descida ocorre um incremento do registrador TAR. A amostragem do valor do registrador TAR foi feita através do circuito integrado LM555.

Este circuito integrado gera uma onda quadrada com frequência em torno de  $10\text{ kHz}$  e sua saída foi conectada à entrada do pino 17 do microcontrolador para gerar uma interrupção externa, a fim de se obter o valor do registrador TAR a cada  $100\ \mu\text{s}$ , aproximadamente. A figura 40 representa o circuito para aquisição da velocidade do eixo do motor, que é composto por um LM555 (multivibrador astável com ciclo de trabalho igual a 50%) e o microcontrolador MSP430F169.

**Figura 40: Circuito de aquisição da velocidade de rotação do eixo do motor de indução.**



**Figura 41: Fluxograma para cálculo da velocidade com a interrupção externa P1.5.**



(RANIEL, 2010)

Para o controle de velocidade no caso 1, é necessária uma velocidade de referência que pode ser obtida como segue:

$$ref\_velocity = \frac{(f\_operation * 30720)}{60} \quad (48)$$

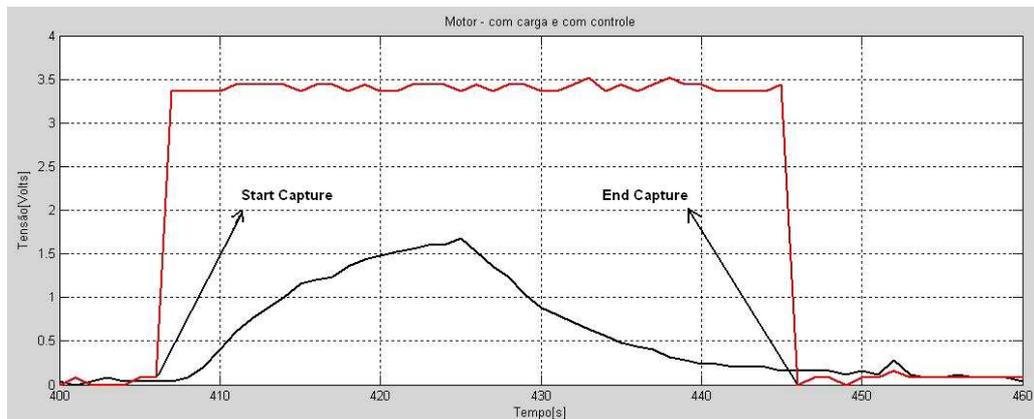
Na equação 48, *ref\_velocity* é a velocidade de referência medida em *pulsos* e *f\_operation* a frequência de operação em *Hertz*. A velocidade do eixo do motor é medida em *pulso/s* ou *Hertz*, sendo esta a frequência do sinal do encoder incremental. Logo, a qualquer

variação (aumento ou diminuição) da frequência deste sinal, o sistema detecta que ocorreu variação de carga no eixo do motor. Conseqüentemente, o sistema atua com o objetivo de restabelecer a velocidade de rotação do eixo do motor ao mesmo valor armazenado na variável de referência *ref\_velocity*.

#### 4.3.2. TRATAMENTO DO CASO 2

No caso 2, o controle de velocidade é realizado com o Timer A na função temporizador ou captura. Assim, para ilustrar, a figura 42 mostra o início e o fim da captura (determinação do tempo do passo).

**Figura 42: Determinação do tempo do passo.**

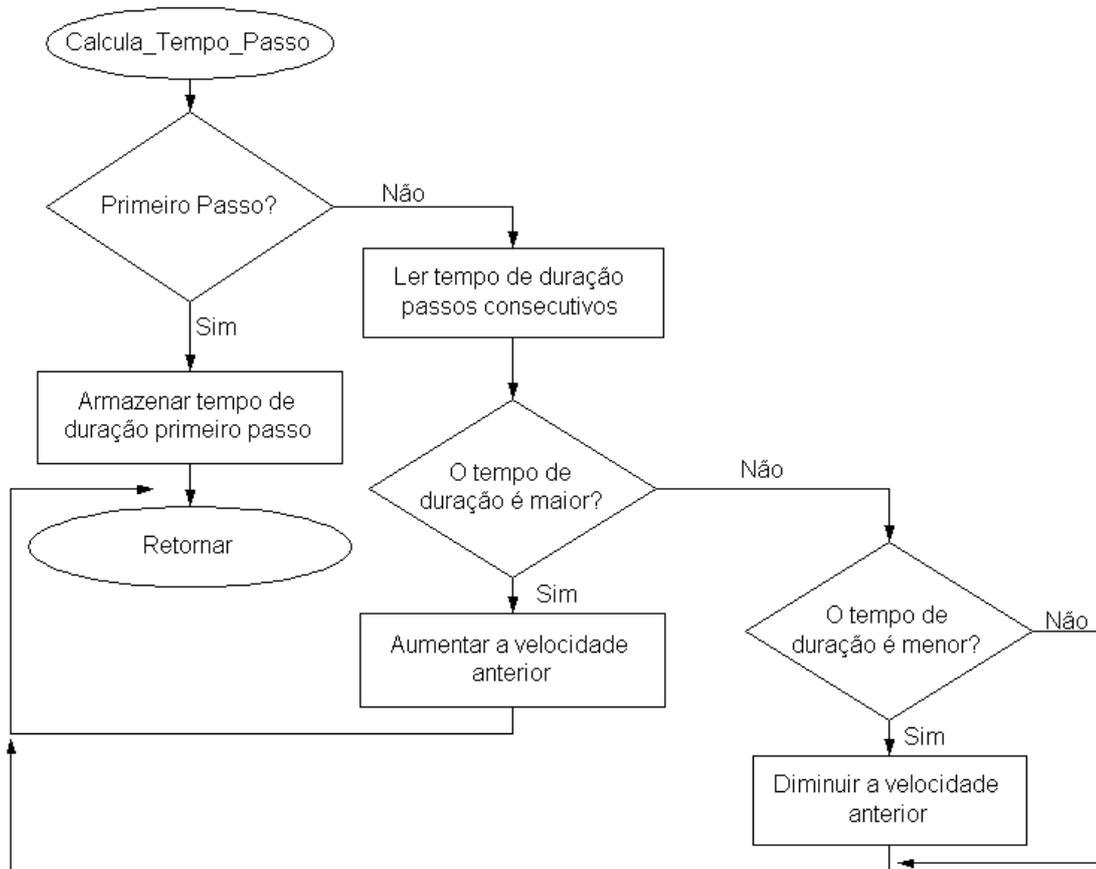


(RANIEL, 2010)

Entretanto, para obter uma referência numa determinada velocidade, adotou-se o tempo de duração necessário para o eixo do motor percorrer o primeiro passo a vazio. Com o tempo de duração do primeiro passo armazenado (referência para o sistema), compara-se o seu valor com os tempos dos outros passos consecutivos. Se estes valores forem maiores que o valor do primeiro passo, então o controle de velocidade detecta um aumento do torque de carga no eixo do motor, aumentando a velocidade de rotação.

Mas, se o tempo for menor, isso indica que ocorreu uma diminuição do torque de carga e o controle de velocidade atua para diminuir a velocidade do eixo do motor. O fluxograma da figura 43 ilustra o controle de velocidade do eixo do motor de indução trifásico utilizando o Timer A na função temporizador.

**Figura 43: Fluxograma para controle de velocidade do caso 1.**



(RANIEL, 2010)

O cálculo da velocidade dos passos posteriores ao primeiro é efetuado por meio da equação 49, que pode ser obtida através de uma regra de três composta.

Tempo	Velocidade	Passo
t1	velocity	p1
t2	v	pi

Sabe-se que se houver um aumento no tamanho do passo, então a velocidade deve aumentar de modo a manter o tempo constante. Assim, a velocidade e a distância percorrida são diretamente proporcionais.

Porém, se o tempo para o parafuso de referência alcançar o ponto de parada desejado aumentar, então tem-se um aumento do torque resistente no eixo do motor (torque exercido pela carga) e a velocidade diminui. Conseqüentemente, o tempo e a velocidade são grandezas inversamente proporcionais. A partir disto, obtém-se:

$$v = \frac{t_1 \cdot p_i}{t_2 \cdot p_1} \cdot \text{velocity} \quad (49)$$

Na equação 49,  $t_1$  é o tempo de duração do primeiro passo  $p_1$ ,  $t_2$  é o tempo de duração dos passos  $p_i$  posteriores ao primeiro e *velocity* é a velocidade do passo anterior ao que se deseja controlar em *Hz*.

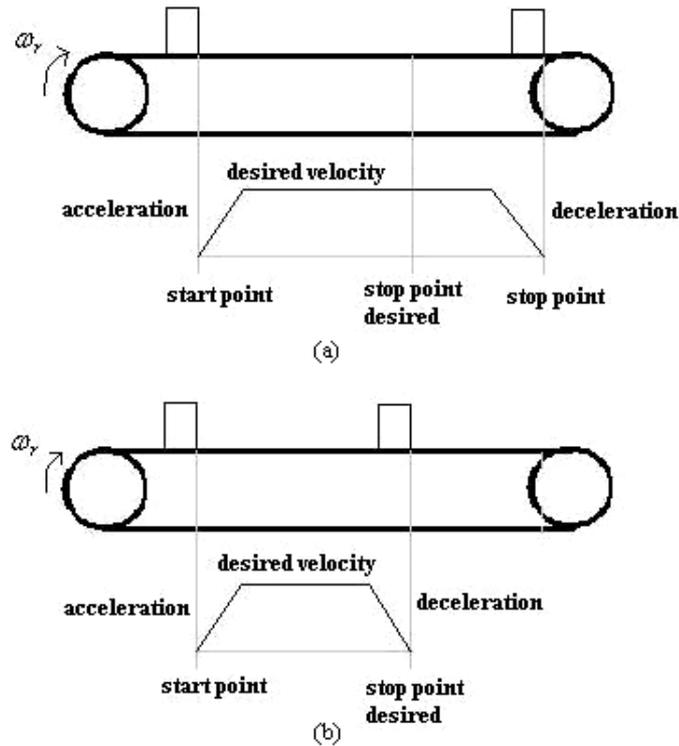
O objetivo da equação 49 é detectar se houve ou não variação de carga no eixo do motor de indução. Dentro de um determinado passo, qualquer variação no tempo pode indicar aumento ou diminuição do torque resistente (torque exercido pelo carga).

#### **4.4. O CONTROLE DE POSIÇÃO**

Para se obter um sistema de posicionamento flexível, dividiu-se o controle de posição em cinco casos. O objetivo é abranger o maior número de passos possíveis (valores em *cm* a serem percorridos pelo eixo do motor), mas levando-se em consideração a limitação da resolução do encoder incremental.

Essa proposta torna o uso do encoder incremental eficiente. O princípio para o posicionamento do eixo do motor está baseado no conceito de área de frenagem, que tem por objetivo determinar o início de envio de mensagem para frenagem por rampa de desaceleração. Ou seja, o MM420 recebe a mensagem do MSP430 para iniciar frenagem do eixo do motor. A figura 44 ilustra um típico sistema de controle de posição.

Figura 44: a) Comportamento de um posicionamento sem controle de posição.  
b) Comportamento de posicionamento com controle de posição.

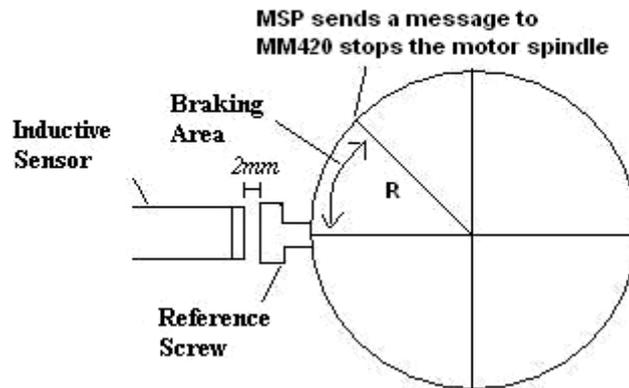


(YUBAZAKI; OTANI; ASHIDA; KITAMURA, 1993)

#### 4.4.1. O CONCEITO DE ÁREA DE FRENAGEM

Na figura 38, observa-se que o sistema de controle proposto foi elaborado levando-se em consideração um motor de indução trifásico acoplado a um redutor com relação de transformação de 10,25:1. As dimensões da polia acoplada na saída do redutor foram essenciais para o desenvolvimento do controle de posição. Os fundamentos do conceito de área de frenagem foram obtidos baseando-se em uma volta completa (360 graus) na saída do redutor. A figura 45 auxiliou no equacionamento.

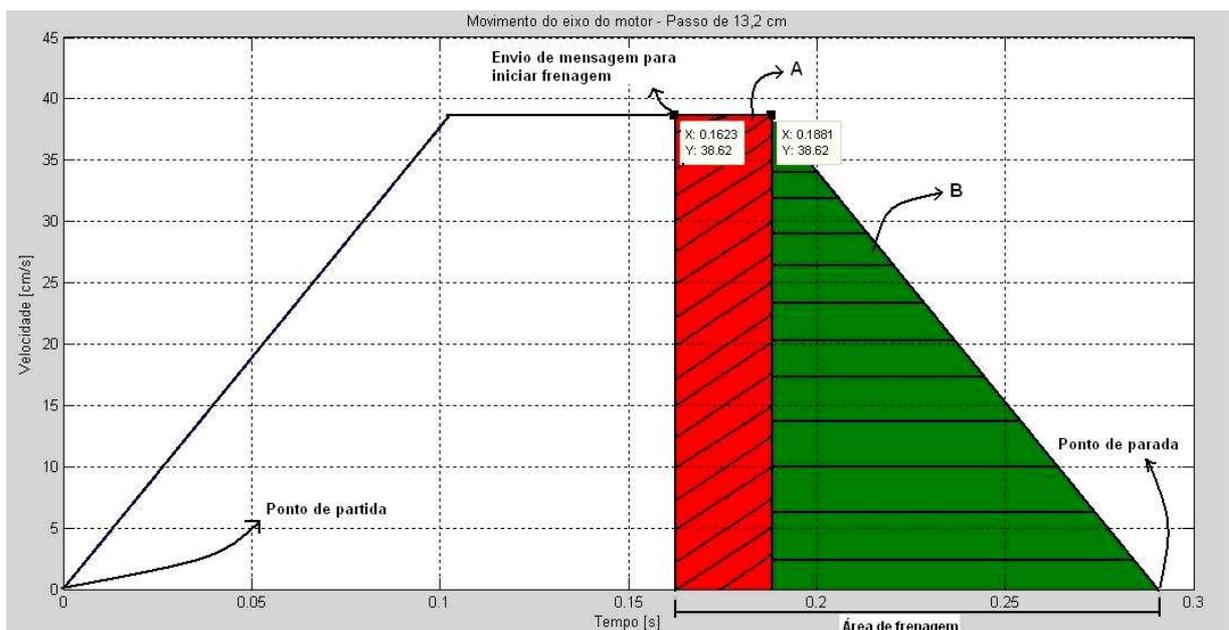
Figura 45: Dimensões da polia na saída do conjunto moto-reductor.



(RANIEL, 2010)

Sabe-se que  $R = 2,1\text{ cm}$  e, assim sendo, uma volta (360 graus) do parafuso de referência equivale a  $13,2\text{ cm}$  (perímetro do círculo). Para se obter as equações que descrevem a área de frenagem, considerou-se as equações que regem o *Movimento Uniformemente Variado*. Com o objetivo de se aplicar estes fundamentos teóricos no controle de posição do eixo do motor de indução, tem-se na figura 46 uma ilustração que descreve um passo de  $13,2\text{ cm}$  a uma frequência de  $60\text{ Hz}$  imposta no estator da máquina pelo inversor de frequência e rampas de aceleração e desaceleração de  $0,1025\text{ s}$ .

Figura 46: Eixo do motor efetuando um passo de  $13,2\text{ cm}$  e com velocidade de  $38,62\text{ cm/s}$ .



(RANIEL, 2010)

A figura 46 descreve o perfil de um Movimento Uniformemente Variado. Logo, a área do gráfico (integral) é igual ao deslocamento, em *cm*. Para simplificar o equacionamento, desconsiderou-se o escorregamento, fenômeno típico de um motor de indução trifásico.

No entanto, a velocidade máxima  $v$  de rotação do eixo do motor de indução em *cm/s* é dada em função da velocidade de rotação  $\omega$ , em *rad/s*, e do raio  $R$  da polia na saída do redutor, de acordo com a seguinte equação:

$$v = \omega \cdot R \quad (50)$$

A velocidade de rotação  $\omega$  é função da velocidade de rotação síncrona,  $n$ , em *rpm*, e é dada por:

$$\omega = \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{60} \quad (51)$$

De acordo com o item 3.2.3.3, existe um tempo de transmissão da mensagem do microcontrolador para o inversor de 25,78125 *ms*. Assim, com o gráfico da velocidade em função do tempo, é possível determinar o espaço percorrido em *cm* através do cálculo da área do retângulo na figura 46. Assim, o valor da área A (área do retângulo) é determinado pela seguinte equação:

$$A = 25,78125 \cdot 10^{-3} \cdot v \quad (52)$$

Da mesma forma, a área B deve ser levada em consideração para o equacionamento da área de frenagem. Esta área (área do triângulo) está abaixo da curva de desaceleração e pode ser escrita da seguinte forma:

$$B = \frac{time\_down \cdot v}{2}, \quad (53)$$

onde *time\_down* é o valor em *segundos* da rampa de desaceleração.

Logo, a variável denominada área de frenagem pode ser determinada como segue:

$$braking\_area = A + B \quad (54)$$

A unidade de medida da variável *braking\_area* é dada em *cm*, mas como a interpretação do sinal do encoder pelo microcontrolador é em *pulsos*, então deve-se converter o valor de *cm* para *pulsos*. Sabe-se, dos aspectos físicos do sistema moto-redutor, que 13,2 *cm* na saída do redutor equivalem a 1024 *pulsos* multiplicados por 10,25 que é igual a 10496 *pulsos*. A partir disto, define-se uma variável chamada *step\_pulse*, que é o valor do passo em *cm* convertido para *pulsos*, e que será aplicada nas equações nos itens que se seguem.

Portanto, com o objetivo de se construir um sistema de posicionamento flexível e robusto, o conceito de área de frenagem é aplicado em todos os casos abordados.

#### **4.4.2. O PROCESSAMENTO DO SINAL DO ENCODER NO MSP430F169**

Para determinar a posição, o microcontrolador efetua a contagem dos pulsos do encoder. O encoder utilizado apresenta uma resolução de 1024 *pulsos/revolução*. Como o encoder está acoplado diretamente no eixo do motor, de acordo com a figura 38, todo o equacionamento deve ser referenciado para o lado do redutor com relação de transformação 10,25:1.

Assim, para que a polia na saída do redutor complete uma volta, são necessários 10496 *pulsos* do encoder, observados no lado do motor de indução. O MSP430F169 apresenta módulos de contagem internos, e para a realização da contagem dos pulsos para o controle de posição, utilizou-se o Timer B na função de contador de 16 bits, devido a sua interrupção por estouro de timer ter maior prioridade do que a do Timer A.

Cada passo em centímetros possui o seu equivalente em *pulsos*, e este valor é armazenado no registrador de referência (TBCL0) do Timer B. Quando a contagem do registrador TBR se torna igual ao valor em TBCL0, ocorre o início de envio de mensagem (parafuso de referência entra na área de frenagem), conforme ilustrado nas figuras 45 e 46.

Por exemplo, para que na saída do redutor o passo seja de 9 *cm* é necessário que o registrador TBR conte até 7156 *pulsos*. Mas, para um posicionamento livre de erros, deve-se subtrair o valor da área de frenagem do valor do passo correspondente.

#### **4.4.3. O FATOR DE CARGA**

Esta variável chamada *fator de carga* é adimensional e foi elaborada para estimar os erros de posicionamento causados pela variação de carga imposta no eixo do motor. O *fator de carga* pode ser obtido através da equação 55.

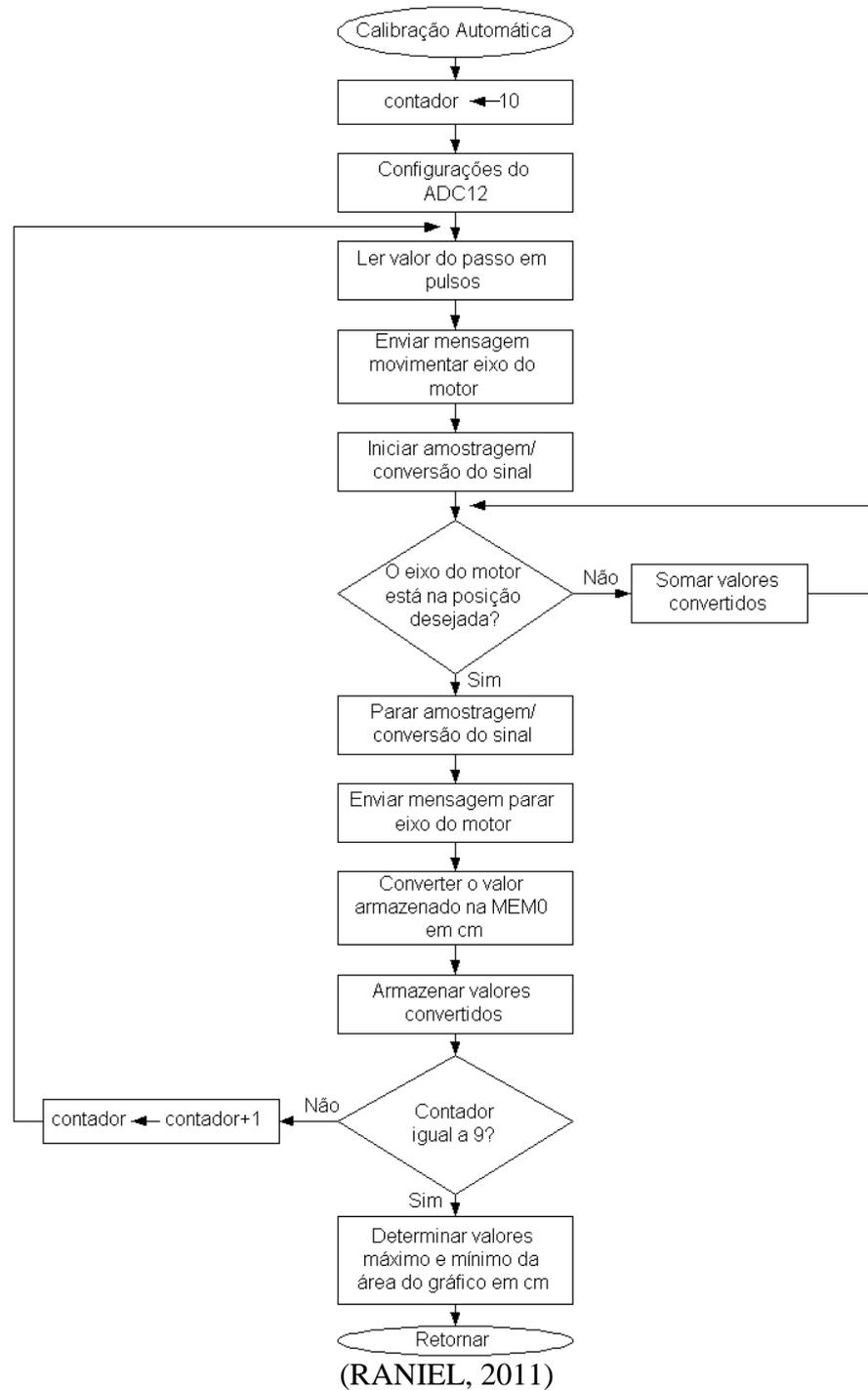
$$f\_load = \frac{\max\_area}{area}, \quad (55)$$

onde *max\_area* é o máximo valor de área (*cm*) obtido no processo de calibração automática, *area* é o valor em *cm* da posição do eixo do motor (trajetória do eixo) e *f\_load* o fator de carga do sistema.

Como descrito no item 4.2, a área abaixo da curva que representa a trajetória do eixo em *cm* é obtida através da aplicação do conversor A/D de 12 *bits*.

Antes dos controles de posição e velocidade operarem, é iniciado o processo de calibração automática. Este processo tem o objetivo de determinar o valor máximo e mínimo da área abaixo da curva (trajetória do eixo do motor), que representa a posição do eixo em *cm*. A figura 47 mostra o fluxograma do processo de calibração automática.

**Figura 47: Fluxograma do processo de calibração automática.**



Efetuaram-se alguns testes de posicionamento e observou-se que enquanto o *fator de carga* igual a 1, o motor estava a vazio. Em contrapartida, quando colocou-se uma carga no eixo do motor, o *fator de carga* diminuiu. Com este resultado, obteve-se o valor real do passo percorrido pelo eixo do motor através da equação 56.

$$true\_step = step - e\_step, \quad (56)$$

onde  $true\_step$  é o valor real do passo percorrido pelo eixo do motor,  $step$  é o valor do passo de referência e  $e\_step$  é uma variável dada em  $cm$  que depende do *fator de carga*, que representa o erro de posicionamento com a imposição de uma carga no eixo do motor.

A variável  $e\_step$  é obtida através da regra de três composta mostrada a seguir.

<i>fator de carga</i>	<i>erro do passo</i>	<i>velocidade</i>
$f\_load1$	$e\_load$	$speed1$
$f\_load2$	$e\_step$	$speed2$

Logo, obteve-se a equação 57, mostrada a seguir.

$$e\_step = e\_load \cdot \left( \frac{speed2}{speed1} \cdot \frac{f\_load2}{f\_load1} \right), \quad (57)$$

onde  $e\_step$  é o erro do passo dado em  $cm$ ,  $speed2$  a velocidade em  $Hz$  do passo  $n$ ,  $speed1$  a velocidade em  $Hz$  do passo  $n-1$ ,  $f\_load2$  o *fator de carga* do passo  $n$ ,  $f\_load1$  o *fator de carga* do passo  $n-1$  e  $e\_load$  o erro proporcional às cargas impostas no eixo do motor.

A variável  $e\_load$  foi obtida experimentalmente, e para cada faixa de valores do *fator de carga*, obteve-se erros diferentes. Os valores de  $e\_load$  representam o erro de posicionamento em torno do valor do passo desejado e garantem que o valor lido pelo microcontrolador seja o valor real do passo.

Por exemplo, solicita-se que a esteira dê passos constantes de  $9\text{ cm}$ ., ao entrar uma carga, o valor real do passo será diferente de  $9\text{ cm}$ ., contudo sendo obtido pela equação 57. Para melhor entendimento, a tabela 10 mostra os valores de  $e\_load$  obtidos para cada faixa de valores do *fator de carga*.

**Tabela 10: Valores dos erros proporcionais às variações de carga no eixo do motor.**

<i>f_load</i>	<i>e_load (cm)</i>
0,999 a 0,97	0,1
0,97 a 0,94	0,2
0,94 a 0,92	0,3

(RANIEL, 2011)

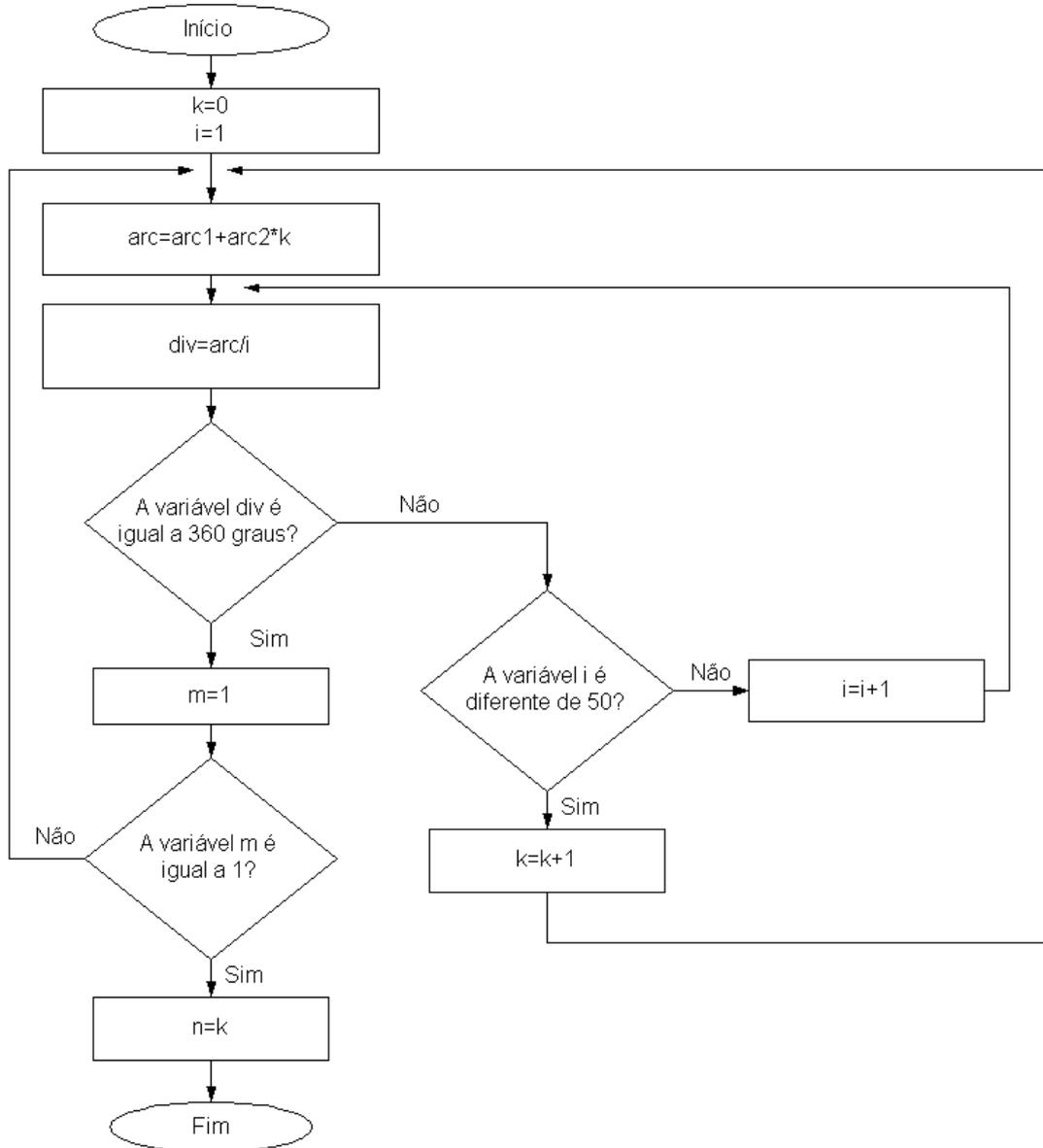
Com esta solução, mesmo que ocorra erro de posicionamento, o sistema de controle de posição e velocidade detecta o valor do passo real e compensa sempre no passo seguinte. Portanto, os erros não se acumulam após vários passos consecutivos.

#### 4.4.4. TRATAMENTO DOS CINCO CASOS

Para que o sistema de controle de posição seja flexível, abrangendo o maior número de passos possíveis, desenvolveram-se diferentes formas de controle para cada tipo de passo. Existem passos maiores ou iguais a uma volta do tipo: 13,2 *cm*, 26,4 *cm*, 39,6 *cm*, 66 *cm* e assim por diante, que pertencem ao caso 1. Também, existem passos maiores do que uma volta e que obedecem ao fluxograma mostrado na figura 48, pertencentes ao caso 2.

Há um tratamento para passos menores que uma volta que satisfazem as condições do fluxograma na figura 48, sendo estes do caso 3. E os passos maiores que uma volta, mas que não satisfazem as condições deste fluxograma, são do caso 4. Enfim, os passos menores que 13,2 *cm* e que não se enquadram no fluxograma da figura 48 são do caso 5.

**Figura 48: Fluxograma para determinação dos tipos de passos.**



(RANIEL, 2010)

O fluxograma da figura 48 determina se os passos se enquadram no caso 2 (passos maiores que 13,2 *cm*) ou no caso 4 (passos menores que 13,2 *cm*), onde a variável *n* é o número de passos necessários para o parafuso de referência se realinhar com o sensor indutivo. Por exemplo, se o sistema for ajustado para passos de 6,6 *cm*, então isto significa que no segundo passo ( $n=2$ ) consecutivo o parafuso de referência ficará alinhado com a face sensora do sensor indutivo.

#### 4.4.4.1. Tratamento do Caso 1

Neste caso, o sensor indutivo foi incluído para zerar o erro de posicionamento. Quando os passos são de até 66 *cm* ou 52480 *pulsos*, o que equivale a cinco voltas da polia da figura 45, utiliza-se o sensor indutivo somente para parar o eixo do motor (velocidade nula), quando o parafuso de referência completar sua trajetória, alinhando-se com o sensor indutivo.

Por exemplo, se a distância percorrida for de 39,6 *cm* (3 voltas), então na terceira volta ou último passo, quando o parafuso de referência entrar na área de frenagem com velocidade reduzida, a velocidade nula é imposta ao eixo do motor pelo sistema de controle após o alinhamento do parafuso de referência com o sensor indutivo.

No entanto, para que ocorra um alinhamento correto do parafuso de referência, mostrado na figura 46, com o sensor indutivo, deve-se respeitar a seguinte equação:

$$reference = step\_pulse - (fcpos \cdot braking\_area), \quad (58)$$

onde *fcpos* é um fator de correção adimensional obtido experimentalmente para aumentar a área de frenagem, *braking\_area* é a área de frenagem convertida em pulsos, *step\_pulse* o é valor em *pulsos* do passo e *reference* é o valor a ser atribuído ao registrador TBCL0 do Timer B na função de contador de 16 bits.

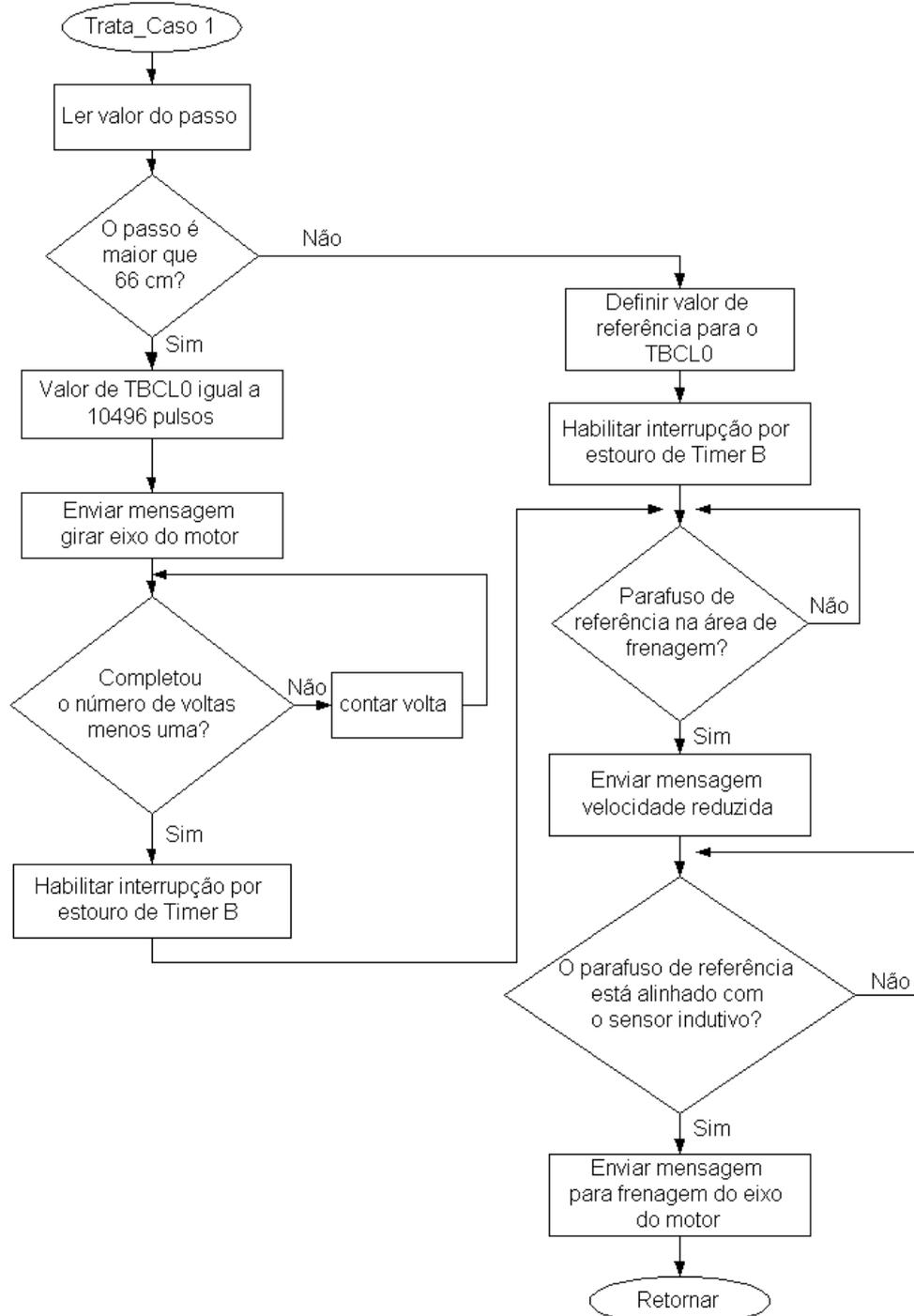
Tratando-se de passos do caso 1, há o aumento da área de frenagem, e o sistema faz o eixo do motor percorrer esta área com uma velocidade reduzida de, aproximadamente, 180 *rpm* (frequência de 6 a 8 *Hz* no estator da máquina) para facilitar a parada do eixo quando o parafuso de referência se alinhar com o sensor indutivo, completando sua trajetória.

Nesta velocidade não há perda significativa de torque eletromagnético e o controle de posição é obtido satisfatoriamente. O fator para aumentar a área de frenagem depende da velocidade e pode assumir valores iguais a 2,75, 4, 6 ou 8. Ao se realizarem alguns testes, observou-se que para frequências acima de 40 *Hz* no estator da máquina, *fcpos* admite o valor 2,75, para frequências entre 20 e 40 *Hz* ele assume o valor 4 e para frequências menores ou iguais a 20 *Hz* o valor para *fcpos* pode ser 6 ou 8.

Para passos maiores que 66 *cm*, utilizou-se o sensor indutivo para a contagem de voltas e para impor velocidade nula no eixo do motor quando se completa a trajetória programada, assim como descrito anteriormente para passos menores ou iguais a 66 *cm*. Por exemplo, se o operador programar o sistema para que o eixo do motor percorra 132 *cm* (10 voltas), então a interrupção por estouro de Timer B fica desabilitada até a nona volta.

Ou seja, quando a contagem de voltas for igual ao número de voltas total menos uma, inicia-se a contagem de pulsos através do TBR (registrador de contagem de pulsos do Timer B) e o monitoramento da trajetória fica semelhante ao tratamento dos passos até 66 *cm*, como abordado anteriormente. Para melhor entendimento, tem-se o fluxograma mostrado na figura 49.

**Figura 49: Fluxograma para tratamento dos passos que pertencem ao caso 1.**



(RANIEL, 2010)

#### 4.4.4.2. Tratamento do Caso 2

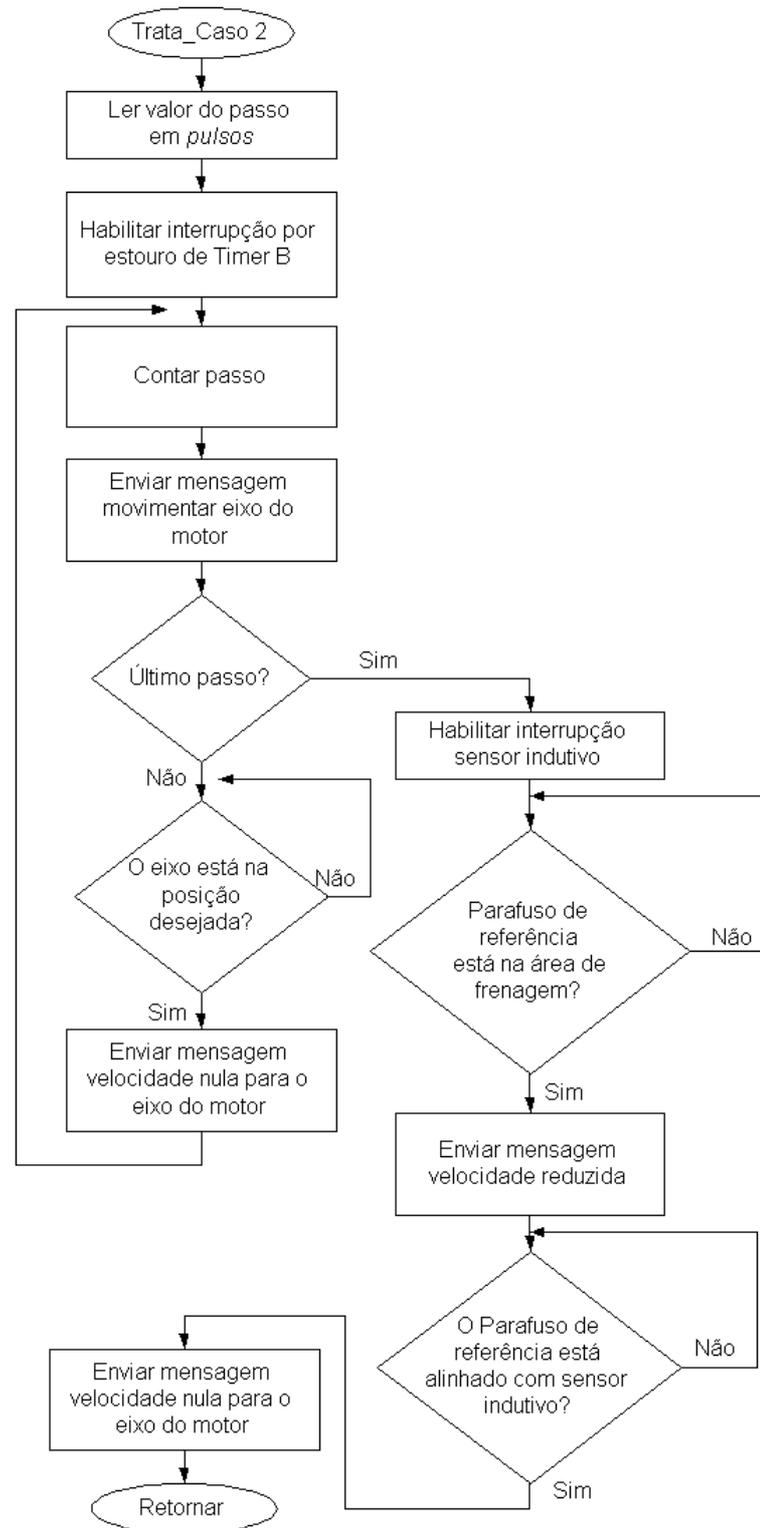
Para pertencerem ao caso 2, os passos precisam ser maiores que uma volta (13,2 *cm* observados na saída do redutor) e satisfazerem às condições do fluxograma mostrado na figura 48. Por exemplo, 19,6 *cm* é do caso 2 e equivale a 13,2 *cm* (uma volta) somados a 6,6 *cm* (meia volta). Sendo assim, o parafuso de referência sempre entra na área de frenagem com velocidade reduzida (frequência de 6 a 8 *Hz* imposta no estator da máquina) no segundo passo consecutivo de 19,6 *cm*. Logo, a velocidade se torna nula quando o parafuso de referência encontra o sensor indutivo, conforme ilustrado na figura 45.

No último passo, quando o parafuso de referência entra na área de frenagem com velocidade reduzida e se alinha com o sensor indutivo, a equação que deve ser aplicada para obter o valor de TBCL0 é a mesma do caso 1, ou seja, a equação 58. Contudo, para os demais passos, deve-se desprezar o fator de correção *fcpos* e seguir a seguinte equação:

$$reference = step\_pulse - braking\_area \quad (59)$$

O fluxograma mostrado na figura 45 representa o movimento do eixo do motor com passos pertencentes ao caso 2.

**Figura 50: Fluxograma para passos pertencentes ao caso 2.**



(RANIEL, 2010)

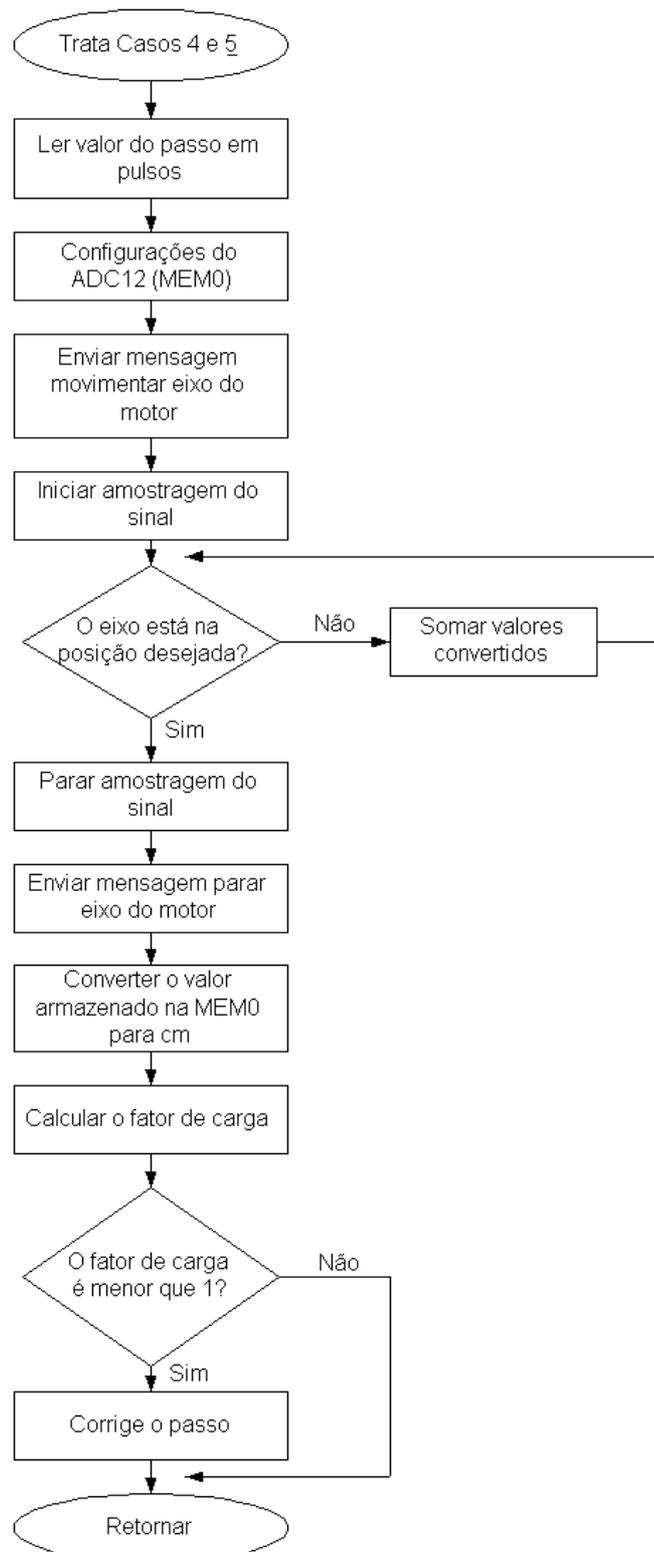
#### 4.4.4.3. Tratamento do Caso 3

Estes passos são menores que 13,2 *cm* e satisfazem às condições do fluxograma mostrado na figura 48. Para o controle de posição, o fluxograma mostrado na figura 50 é aplicado neste caso. As equações 58 e 59 definem o valores em *pulsos* que devem ser armazenado no registrador de referência TBCL0.

#### 4.4.4.4. Tratamento dos Casos 4 e 5

Os passos do caso 4 são maiores que uma volta, mas não satisfazem às condições do fluxograma mostrado na figura 48.

Já, os passos do caso 5 são menores que 13,2 *cm* e não satisfazem às condições estabelecidas pelo fluxograma da figura 48. No entanto, para estabelecer um controle otimizado de posição do eixo do motor de indução, aplicou-se o conceito do *fator de carga* descrito no item 4.4.3. O fluxograma para os passos pertencentes aos casos 4 e 5 é mostrado na figura 51 e a equação 59 foi utilizada para determinar o valor de referência do passo em *pulsos*.

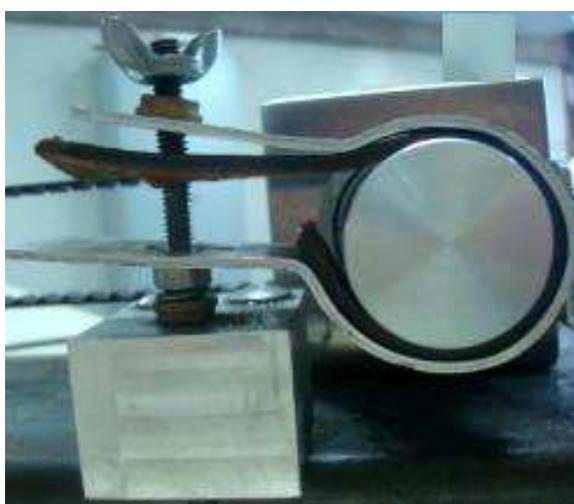
**Figura 51: Fluxograma que trata os casos 4 e 5.**

(RANIEL, 2011)

## 5. RESULTADOS

O sistema obtido para o controle de velocidade e posição do eixo de um motor de indução trifásico foi ensaiado para um passo pertencente ao caso 5 do controle de posição e ao caso 2 para o controle de velocidade, abordados no capítulo 4. Para comprovar o bom desempenho deste sistema de controle, aplicou-se uma carga constante (simulando a carga de uma esteira transportadora) no conjunto motoredutor como mostrado na figura 52.

**Figura 52: Carga mecânica constante acoplada na saída do conjunto motoredutor.**



(RANIEL, 2010)

Os ensaios foram realizados para um motoredutor com dados de placa mostrados na figura 53.

**Figura 53: Dados de placa do motoredutor.**

REDUTOR / GEAR UNIT		MOTOR DE INDUÇÃO - GAIOLA INDUCTION MOTOR - SQUIR	
i	10,25	ne rpm	1600
fs	1,65	fs m	
na rpm	156	kW	0,15
Ma Nm	7	V	230
kg	5,0	A	0,82
		A	

(RANIEL, 2010)

Os resultados que comprovam o seu desempenho foram satisfatórios e apresentaram erros inerentes aos métodos de medições aplicados. Utilizou-se o software FREE SERIAL PORT MONITOR (instalado num microcomputador) para observar o posicionamento da

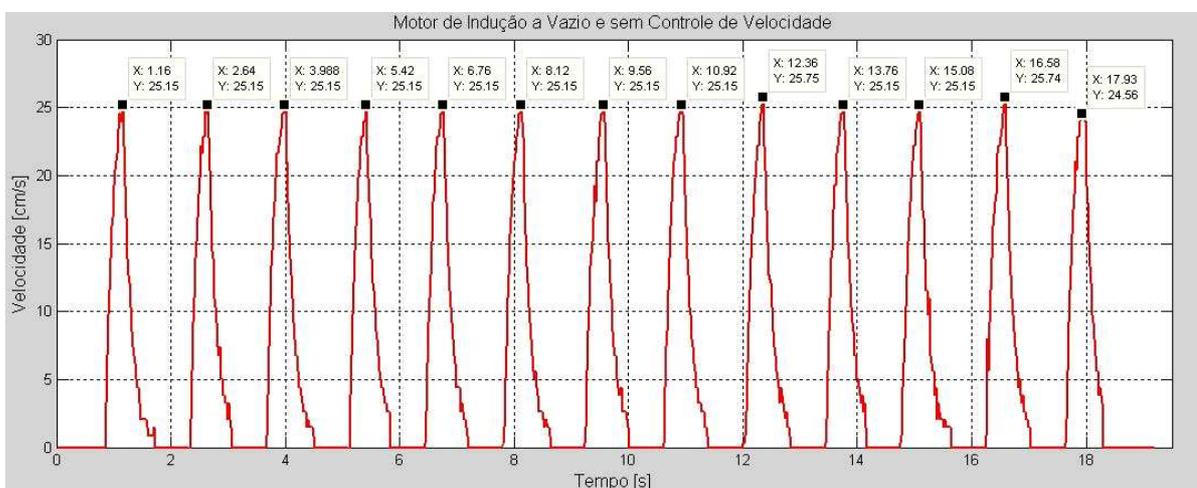
esteira e os resultados do controle de velocidade foram obtidos através de um software de aquisição de dados desenvolvido no MATLAB®.

Para um posicionamento rápido, adotaram-se rampas de aceleração e desaceleração com valores de 0.1 s e 0.1 s, respectivamente. O valor do passo testado foi de 9 cm (caso 5) com uma frequência de 43,63 Hz imposta no estator do motor de indução. Este valor de frequência equivale a um valor de velocidade linear de 25,15 cm/s, observados na saída do motoredutor (esteira transportadora).

## 5.1. O CONTROLE DE VELOCIDADE

Para a comprovação do bom desempenho do sistema de controle de velocidade, efetuaram-se dois ensaios com o motor a vazio com aplicação e ausência do controle de velocidade e, também, dois ensaios com carga. A seguir a figura 54 mostra a velocidade do conjunto motoredutor a vazio.

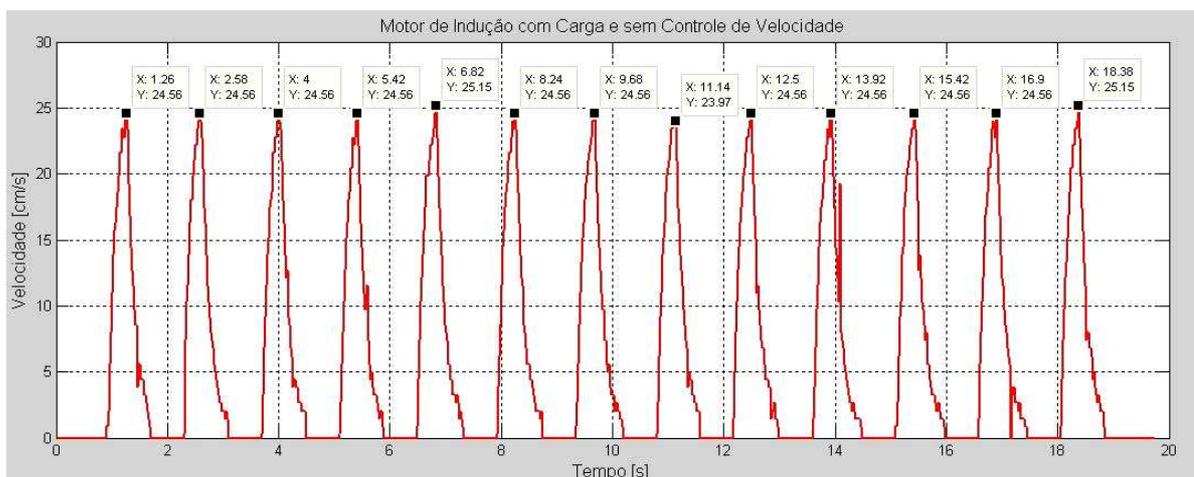
**Figura 54: Passos de 9 cm a uma velocidade de 25,15 cm/s com o motor a vazio e sem controle de velocidade.**



(RANIEL, 2010)

Para ilustrar o efeito de uma carga na esteira transportadora, providenciou-se a figura 55 que mostra a diminuição da velocidade de rotação do eixo do motor. Esta figura ilustra a ausência do controle de velocidade por destacar que a velocidade permaneceu constante num valor abaixo de 25,15 cm/s.

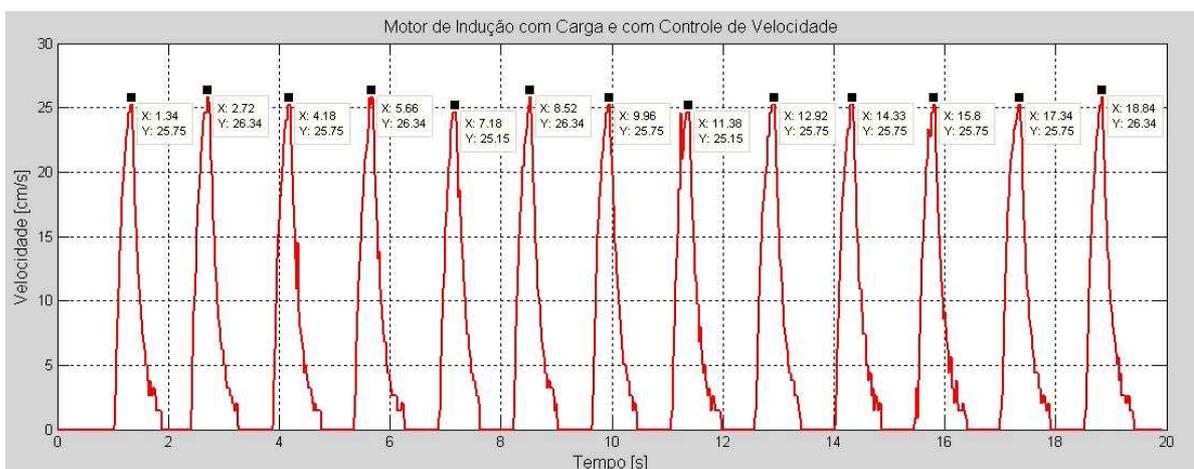
**Figura 55: Passos de 9 cm com uma carga aplicada na saída do conjunto motor-reductor.**



(RANIEL, 2010)

Com o objetivo de se comprovar a atuação do controle de velocidade com a aplicação de uma carga mecânica constante, tem-se a figura 56.

**Figura 56: Passos de 9 cm com controle de velocidade do motor de indução com uma carga.**



(RANIEL, 2010)

Ao analisar a figura 56, observou-se que o sistema atuou satisfatoriamente com a presença de uma carga mecânica na esteira transportadora. Para melhor comparação do método de controle utilizado, elaborou-se a tabela 11 para análise de erros percentuais dos resultados obtidos.

**Tabela 11: Erro com aplicação do controle de velocidade.**

<b>Passo</b>	<b>Velocidade (cm/s)</b>	<b>Erro (%)</b>
1	25,75	2,38
2	26,34	4,73
3	25,75	2,38
4	26,34	4,73
5	25,15	0
6	26,34	4,73
7	25,75	2,38
8	25,15	0
9	25,75	2,38
10	25,75	2,38
11	25,75	2,38
12	25,75	2,38
13	26,34	4,73

(RANIEL, 2010)

Ao analisar os resultados da figura 56 e da tabela 11, nota-se que o controle de velocidade atuou quando ocorreu uma variação de carga na saída do redutor (esteira transportadora). Com isso, obteve-se um controle de velocidade para motores de indução trifásicos utilizando um microcontrolador, sensor indutivo, inversor de frequência e encoder incremental. O uso de dispositivos eletrônicos avançados proporcionou bons resultados, redução de custos e simplicidade no desenvolvimento das soluções adotadas.

## **5.2. O CONTROLE DE POSIÇÃO**

Os valores de posição foram obtidos através de um microcomputador utilizando o software de comunicação serial FREE SERIAL PORT MONITOR, conforme mostrados na tabela 12. Para testar o sistema de controle de posição, ensaiaram-se duas cargas constantes que solicitaram do motor correntes com valores iguais a  $0,85I_n$  e  $0,94I_n$ .

**Tabela 12: Resultados do posicionamento com carga de valor 85% da corrente nominal do motor.**

<b>Passo</b>	<b>Valor do Passo (cm)</b>	<b>Erro (%)</b>
1	8,899	1,122
2	9,102	1,133
3	9,0	0
4	9,0	0
5	9,0	0
6	9,0	0
7	9,0	0
8	9,0	0
9	9,0	0
10	9,0	0
11	9,0	0
12	9,0	0
13	9,0	0
14	9,0	0
15	9,0	0
16	9,0	0
17	9,0	0
18	9,0	0
19	9,0	0
20	9,0	0
21	9,0	0
22	9,0	0
23	9,0	0
24	9,0	0
25	9,0	0

(RANIEL, 2011)

**Tabela 13: Resultados do posicionamento com carga de valor 94% da corrente nominal do motor.**

<b>Passo</b>	<b>Valor do Passo (cm)</b>	<b>Erro (%)</b>
1	8,999	0,011
2	9,0	0
3	9,0	0
4	9,0	0
5	9,0	0
6	9,0	0
7	9,0	0
8	8,999	0,011
9	9,0	0
10	9,0	0
11	9,0	0
12	9,0	0
13	9,0	0
14	9,0	0
15	8,9	1,111
16	9,1	1,111
17	9,0	0
18	8,8	2,222
19	9,2	2,222
20	9,0	0
21	9,0	0
22	9,0	0
23	9,0	0
24	9,0	0
25	9,0	0

(RANIEL, 2011)

Das tabelas 12 e 13, observa-se que a aplicação do controle de posição atuou satisfatoriamente, pois mesmo com erro de posicionamento ocorreu a compensação no passo seguinte, fazendo com que o erro não se acumulasse após vários passos consecutivos. Sendo

assim, obteve-se um controle de posição para motores de indução trifásicos explorando os recursos do microcontrolador MSP430F169 e do inversor de frequência MM420.

### 5.3. ANÁLISE DE CUSTOS

Uma das vantagens deste sistema de controle de posição e velocidade foi devido ao uso de um encoder incremental, que tem um custo menor comparado ao encoder absoluto. Também, conseguiu-se um controle de posição sem a aplicação do circuito integrado HCTL2000, especializado em condicionar o sinal do encoder incremental.

O custo deste CI é alto e os lugares de venda são somente nos grandes centros. A utilização do padrão de comunicação serial RS-485 também reduziu os custos na implementação do sistema de controle. Os valores nas tabelas 14 e 15 foram obtidos através de pesquisas na internet e o Projeto 2 (solução proposta neste trabalho) apresentou uma economia de aproximadamente 50% em relação ao Projeto 1.

**Tabela 14: Custo do Projeto 1.**

<b>Projeto 1</b>	<b>Valores (R\$)</b>
Encoder Absoluto	300,00
MSP430F169	30,00
Sensor Indutivo	100,00
MM420	800,00
HCTL2000	60,00
Módulo RS-232	800,00
<b>Total</b>	<b>2090,00</b>

(RANIEL, 2011)

**Tabela 15: Custo do Projeto 2.**

<b>Projeto 2</b>	<b>Valores (R\$)</b>
Encoder Incremental	100,00
MSP430F169	30,00
Sensor Indutivo	100,00
MM420	800,00
<b>Total</b>	<b>1030,00</b>

(RANIEL, 2011)

## 6. CONCLUSÕES

Neste trabalho, desenvolveu-se um sistema de controle de posição e velocidade do eixo de um motor de indução trifásico utilizando um microcontrolador, inversor de frequência, encoder incremental, sensor indutivo e comunicação serial com padrão RS-485 e protocolo USS. A aplicação destes, proporcionou resultados satisfatórios tanto no desempenho quanto na redução de custos.

Os resultados comprovaram o bom desempenho do sistema de controle devido ao rápido posicionamento do eixo do motor na posição desejada com limitação da corrente de partida, que proporciona economia de energia nas aplicações industriais (partidas e frenagens instantâneas).

A troca de mensagens entre o MSP430F169 e o MM420 tornou o sistema flexível, pois facilitou o acesso e ajuste de parâmetros do inversor. Também, utilizando a comunicação serial, evitou-se o processamento dos sinais de corrente, tensão e fluxo de entreferro da máquina, proporcionando, assim, uma simplificação na metodologia de controle aplicada, ou seja, simplificação das equações utilizadas.

Isso foi possível, também, devido a utilização do inversor de frequência que possui o modo controle escalar  $V/f$  integrado, mantendo constantes o fluxo de entreferro e, conseqüentemente, o conjugado eletromagnético da máquina, sem a necessidade de sensores de efeito hall para aquisição do sinal de corrente, como utilizados em propostas de controle vetorial de máquinas de indução.

Ao serem empregados o encoder óptico incremental e o sensor indutivo, garantiu-se um sistema de controle de posição e velocidade de malha fechada sensível à variação de carga, como explicado no item 2.3.4.2.

Quanto aos custos, a implementação do protocolo USS através do padrão RS-485 apresentou redução. Sabe-se que o MICROMASTER420 também possui o padrão RS-232, mas para utilizar este padrão é necessário um módulo de conversão TTL para RS-232 que deve ser adquirido à parte do inversor. Seu valor pode ser equivalente ao valor do próprio inversor de frequência, e visto que o protocolo USS admite até 31 escravos (inversores) no mesmo barramento de comunicação serial, a implementação do RS-232 se torna inviável para a indústria, logicamente, pensando em uma aplicação que sejam necessários 31 escravos no barramento de comunicação serial.

Para uma comunicação serial livre de erros, desenvolveu-se um software em linguagem C dedicado à comunicação entre microcontrolador e inversor. Nos primeiros testes

para estabelecer esta comunicação, utilizou-se um algoritmo para transmissão serial proposto na literatura, mas o escravo (MM420) não respondia às solicitações do mestre (MSP430F169), indicando erro de transmissão do protocolo USS.

Após vários testes, detectou-se, por observação do código fonte deste algoritmo, que o tempo de envio de mensagem estava maior do que 25,78125 *ms*, que é o tempo máximo para transmitir 16 bytes, conforme descrito no item 3.2.3.4. Sendo assim, descartou-se o software da literatura e criou-se outro com um código fonte reduzido, proporcionando uma comunicação correta entre o inversor e o microcontrolador.

As dificuldades também surgiram no controle de posição. Inicialmente, o encoder incremental estava acoplado na saída do redutor, e com esta configuração os erros no posicionamento do eixo eram significativos. Sendo o encoder incremental muito sensível, estes erros ocorreram devido a transmissão de movimento por correia dentada, aumentando os níveis de vibrações mecânicas que inseriram pulsos indesejáveis no sinal do encoder.

Logo, para diminuir a influência deste fenômeno, acoplou-se o encoder diretamente no eixo do motor. Esta configuração proporcionou mais facilidade em tratar o sinal do encoder, mas mesmo assim, o controle de posição foi essencial para um posicionamento com o menor erro possível devido, provavelmente, às vibrações mecânicas geradas pelo inversor de frequência, como visto no item 2.3.3.2.

No controle de velocidade, encontraram-se dificuldades porque a partida e a frenagem foram instantâneas, ou seja, o posicionamento em poucos segundos não garantiu tempo suficiente para o microcontrolador monitorar e atuar na velocidade durante o posicionamento. Devido a isto, não foi possível controlar a velocidade durante o passo monitorado, mas a qualquer variação de carga a velocidade foi ajustada sempre no passo seguinte.

Embora os resultados experimentais não estejam livres de erros, as soluções adotadas garantiram um sistema de controle de posição e velocidade do eixo de um motor de indução trifásico de fácil implementação e com desempenho satisfatório. Isto mostrou que a utilização dos dispositivos microeletrônicos agregou valor ao projeto e proporcionou o rápido posicionamento do eixo com controle de velocidade sem a necessidade de processar, diretamente, sinais de corrente. No entanto, esta proposta garante simplicidade nos equacionamentos, mas flexibilidade e robustez devido a exploração da capacidade do microcontrolador, inversor de frequência, sensor indutivo e encoder incremental.

Enfim, como trabalhos futuros, propõe-se testar o sistema de controle desenvolvido em uma esteira transportadora aplicada em máquinas classificadoras e lavadoras de ovos e verificar seu desempenho ao longo de vários dias de trabalho.

## 7. REFERÊNCIAS

BOSE, B. K. **Modern power electronics and AC drives**. Upper Saddle River: Prentice-Hall, 2002. 935 p.

BOSE, B. K. **Power electronics and AC drives**. New Jersey: Prentice - Hall, 1986. 738 p.

BRITO, A. U. **Otimização do acoplamento de geradores fotovoltaicos a motores de corrente alternada através de conversores de frequência comerciais para acionamento de bombas centrífugas**. 2006. 84 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)- Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2006.

COVINO, M.; GRASSI, M. L.; PAGANO, E. Analysis of braking operations in present-day electric drives with asynchronous motors. **IEE review**, London, p. 1–3, 1997. 10.1109/IEMDC.1997.604144

DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Sistemas de controle modernos**. 8. ed. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos - LTC, 2001. 659 p.

FAGUNDES, M.; RECH, L. S. **Sensores capacitivos, indutivos e chaves fim-de-curso**. Caxias do Sul: Universidade de Caxias do Sul, 2003. 12 p.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY JUNIOR, C.; KUSKO, A. **Máquinas elétricas: conversão de energia, processos, dispositivos e sistemas**. Brasil: McGraw-Hill do Brasil, 1975. 618 p.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY JUNIOR, C.; UMANS, S. D. **Máquinas elétricas: com introdução à eletrônica de potência**. 6. ed. Porto Alegre: Bookman, 2006. 643 p.

KENNEL, R. M. Why do incremental encoders do a reasonably good job in electrical drives with digital control? **IEE review**, London, p. 925–930, 2006. 10.1109/IAS.2006.256635

LEONHARD, W. **Control of electrical drives**. Berlin: Springer - Verlag, 1986. 470 p.

MARTINS, D. C., BARBI, I. **Eletrônica de potência: introdução ao estudo dos conversores CC-CA**. Florianópolis: Ed. dos Autores, 2005. 394p.

MAXIM INTEGRATED PRODUCTS. **Datasheet MAX485**. USA: Maxim, 2003. 19 p.

MERRY, R. J. E; VAN DE MOLENGRAFT, M. J. G; STEINBUCH, M. Velocity and acceleration estimation for optical incremental encoders. **Mechatronics**, Oxford, v. 20, n. 1, p. 1-7, 2009.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 4. ed. Rio de Janeiro: Prentice - Hall, 2001. 808 p.

OLIVEIRA, A. M. **Encoder**. Cuiabá: Instituto Federal de Educação Tecnológica do Mato Grosso- IFMT, 2007. 30 p.

PEREIRA, F. **Microcontroladores família MSP430: teoria e prática**. São Paulo: Érica, 2005. 416 p.

PEREIRA, F. **Microcontroladores PIC: técnicas avançadas**. São Paulo: Érica, 2002. 368 p.

POMILIO, J. A. **Eletrônica de potência**. Campinas: FEEC, 1998. 18 p

SALERNO, C. H.; CAMACHO, J. R.; OLIVEIRA FILHO, A. S. Controle de velocidade do motor de indução trifásico utilizando microcontroladores para aplicações de baixa potência. In: SEMINÁRIO NACIONAL DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO, 3., 2003, Salvador. **Seminário...** Salvador: [s. n], 2003. 6 p.

SEW - EURODRIVE. **Manual – redutores e motoredutores**. Garulhos: SEW – EURODRIVE Brasil, 2006. 248 p.

SIEMENS. **Universal serial interface protocol**. Germany: Siemens, 1994. 77 p.

SIEMENS. **Micromaster 420 – parameter list**. Germany: Siemens, 2006. 196 p.

SIMONI, L. **Contagem de eixos de veículos com sensores indutivos**. 2008. 94 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)- Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2008.

TEXAS INSTRUMENTS. **MSP family serial programming adapter manual – SLAU048D**. USA: Texas Instruments, 2003. 73 p.

TEXAS INSTRUMENTS. **MSP430x1xx user's guide manual – SLAU049F**. USA: Texas Instruments, 2006. 414 p.

YUBAZAKI, N.; OTANI, M.; ASHIDA, T.; KITAMURA, E. Fuzzy motion drive method of induction motor using position sensor. **IEE review**, London, p. 170-175, 1993. 0-7803-0891-3.

WEG. **Guia de aplicação: inversores de frequência**. 3. ed. Jaraguá do Sul: Weg e ISA Engenharia, 2005. 143 p.

WEG. **Guia técnico – motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM**. Jaraguá do Sul: WEG Equipamentos Elétricos, 2009. 36 p.

WEG. **Motores elétricos assíncronos de alta tensão**. Jaraguá do Sul: Weg, 2005. 96 p.

## 8. APÊNDICE – REGISTRADORES DO MSP430F169

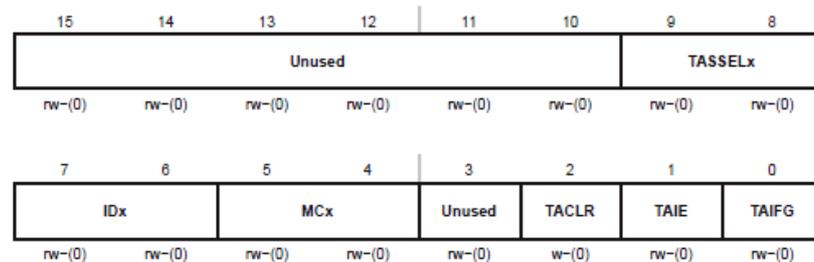
Neste apêndice, foram descritos os registradores utilizados para os controles de velocidade e de posição.

### 8.1. REGISTRADORES DO TIMER A

O registrador TACTL é responsável pelo controle do Timer A. Nele se define o modo de operação, fonte e divisão de clock.

**Figura 57: Registrador TACTL do Timer A.**

TACTL, Timer\_A Control Register



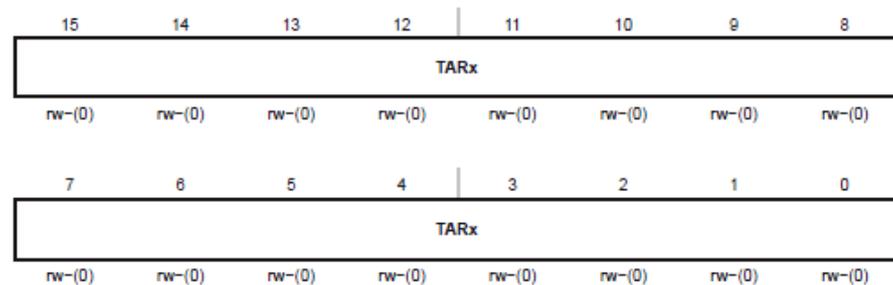
<b>Unused</b>	Bits 15-10	Unused
<b>TASSELx</b>	Bits 9-8	Timer_A clock source select 00 TACLK 01 ACLK 10 SMCLK 11 INCLK
<b>IDx</b>	Bits 7-6	Input divider. These bits select the divider for the input clock. 00 /1 01 /2 10 /4 11 /8
<b>MCx</b>	Bits 5-4	Mode control. Setting MCx = 00h when Timer_A is not in use conserves power. 00 Stop mode: the timer is halted 01 Up mode: the timer counts up to TACCR0 10 Continuous mode: the timer counts up to 0FFFFh 11 Up/down mode: the timer counts up to TACCR0 then down to 0000h
<b>Unused</b>	Bit 3	Unused
<b>TACLx</b>	Bit 2	Timer_A clear. Setting this bit resets TAR, the clock divider, and the count direction. The TACLx bit is automatically reset and is always read as zero.
<b>TAIE</b>	Bit 1	Timer_A interrupt enable. This bit enables the TAIFG interrupt request. 0 Interrupt disabled 1 Interrupt enabled
<b>TAIFG</b>	Bit 0	Timer_A interrupt flag 0 No interrupt pending 1 Interrupt pending

(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

O registrador TAR pode funcionar no modo crescente, contínuo até o valor 0FFFFh ou contar até o valor armazenado no registrador TACCRx.

**Ilustração 58: Registrador TAR do Timer A.**

**TAR, Timer\_A Register**



**TARx** Bits 15-0 Timer\_A register. The TAR register is the count of Timer\_A.

(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

O registrador TACCTLx é o controle de registros para o Timer A na função temporizador/comparação. Configurar corretamente estes bits favoreceu o bom desempenho do sistema de controle de velocidade desenvolvido.

**Figura 59: Registrador TACCTLx do Timer A.**

**TACCTLx, Capture/Compare Control Register**

15	14	13	12	11	10	9	8
CMx		CCISx		SCS	SCCI	Unused	CAP
rw-(0)		rw-(0)		rw-(0)	r	r0	rw-(0)
7	6	5	4	3	2	1	0
OUTMODx			CCIE	CCI	OUT	COV	CCIFG
rw-(0)			rw-(0)	r	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)

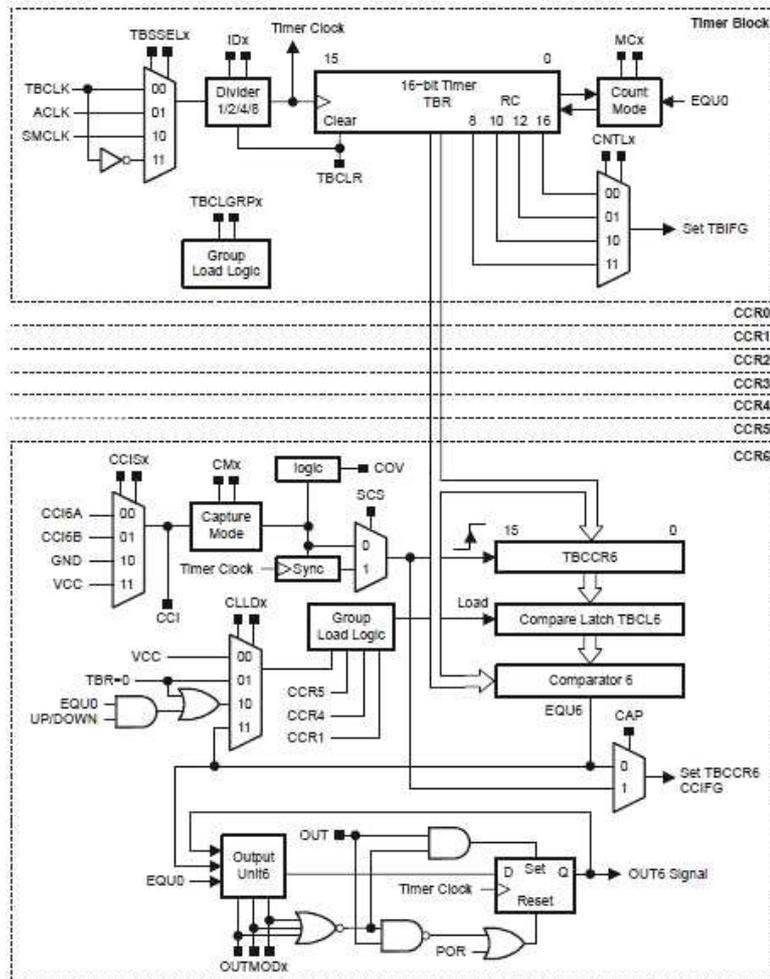
<b>CMx</b>	Bit 15-14	Capture mode 00 No capture 01 Capture on rising edge 10 Capture on falling edge 11 Capture on both rising and falling edges
<b>CCISx</b>	Bit 13-12	Capture/compare input select. These bits select the TACCRx input signal. See the device-specific datasheet for specific signal connections. 00 CClxA 01 CClxB 10 GND 11 VCC
<b>SCS</b>	Bit 11	Synchronize capture source. This bit is used to synchronize the capture input signal with the timer clock. 0 Asynchronous capture 1 Synchronous capture
<b>SCCI</b>	Bit 10	Synchronized capture/compare input. The selected CCI input signal is latched with the EQUx signal and can be read via this bit
<b>Unused</b>	Bit 9	Unused. Read only. Always read as 0.
<b>CAP</b>	Bit 8	Capture mode 0 Compare mode 1 Capture mode
<b>OUTMODx</b>	Bits 7-5	Output mode. Modes 2, 3, 6, and 7 are not useful for TACCR0 because EQUx = EQU0. 000 OUT bit value 001 Set 010 Toggle/reset 011 Set/reset 100 Toggle 101 Reset 110 Toggle/set 111 Reset/set
<b>CCIE</b>	Bit 4	Capture/compare interrupt enable. This bit enables the interrupt request of the corresponding CCIFG flag. 0 Interrupt disabled 1 Interrupt enabled
<b>CCI</b>	Bit 3	Capture/compare input. The selected input signal can be read by this bit.
<b>OUT</b>	Bit 2	Output. For output mode 0, this bit directly controls the state of the output. 0 Output low 1 Output high
<b>COV</b>	Bit 1	Capture overflow. This bit indicates a capture overflow occurred. COV must be reset with software. 0 No capture overflow occurred 1 Capture overflow occurred
<b>CCIFG</b>	Bit 0	Capture/compare interrupt flag 0 No interrupt pending 1 Interrupt pending

(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

## 8.2. REGISTRADORES DO TIMER B

Para o Timer B foram abordados somente os registradores TBCTL e TBR, que são responsáveis pelo bom funcionamento do controle de posição. A figura 52 mostra o diagrama de blocos do Timer B para melhor entendimento do seu funcionamento.

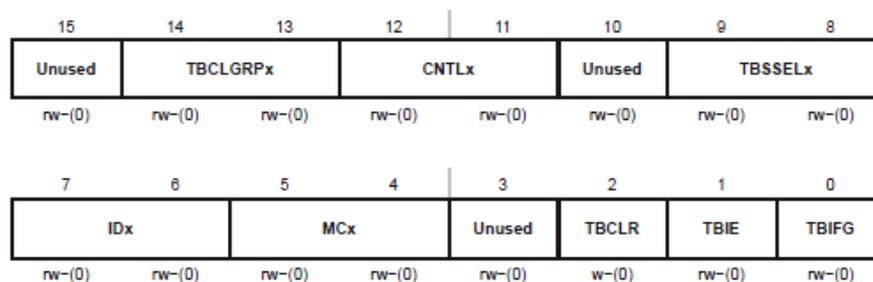
Figura 60: Diagrama de blocos do Timer B.



(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

**Figura 61: Registrador TBCTL do Timer B.**

Timer\_B Control Register TBCTL



<b>Unused</b>	Bit 15	Unused
<b>TBCLGRP</b>	Bit 14-13	TBCL <sub>x</sub> group
		00 Each TBCL <sub>x</sub> latch loads independently
		01 TBCL <sub>1</sub> +TBCL <sub>2</sub> (TBCCR1 CLLD <sub>x</sub> bits control the update)
		TBCL <sub>3</sub> +TBCL <sub>4</sub> (TBCCR3 CLLD <sub>x</sub> bits control the update)
		TBCL <sub>5</sub> +TBCL <sub>6</sub> (TBCCR5 CLLD <sub>x</sub> bits control the update)
10 TBCL <sub>1</sub> +TBCL <sub>2</sub> +TBCL <sub>3</sub> (TBCCR1 CLLD <sub>x</sub> bits control the update)		
TBCL <sub>4</sub> +TBCL <sub>5</sub> +TBCL <sub>6</sub> (TBCCR4 CLLD <sub>x</sub> bits control the update)		
TBCL <sub>0</sub> independent		
11 TBCL <sub>0</sub> +TBCL <sub>1</sub> +TBCL <sub>2</sub> +TBCL <sub>3</sub> +TBCL <sub>4</sub> +TBCL <sub>5</sub> +TBCL <sub>6</sub>		
(TBCCR1 CLLD <sub>x</sub> bits control the update)		
<b>CNTL<sub>x</sub></b>	Bits 12-11	Counter Length
		00 16-bit, TBR <sub>(max)</sub> = 0FFFFh
		01 12-bit, TBR <sub>(max)</sub> = 0FFFh
		10 10-bit, TBR <sub>(max)</sub> = 03FFh
		11 8-bit, TBR <sub>(max)</sub> = 0FFh
<b>Unused</b>	Bit 10	Unused
<b>TBSSSEL<sub>x</sub></b>	Bits 9-8	Timer_B clock source select.
		00 TBCLK
		01 ACLK
		10 SMCLK
		11 Inverted TBCLK
<b>ID<sub>x</sub></b>	Bits 7-6	Input divider. These bits select the divider for the input clock.
		00 /1
		01 /2
		10 /4
		11 /8
<b>MC<sub>x</sub></b>	Bits 5-4	Mode control. Setting MC <sub>x</sub> = 00h when Timer_B is not in use conserves power.
		00 Stop mode: the timer is halted
		01 Up mode: the timer counts up to TBCL <sub>0</sub>
		10 Continuous mode: the timer counts up to the value set by TBCNTL <sub>x</sub>
		11 Up/down mode: the timer counts up to TBCL <sub>0</sub> and down to 0000h
<b>Unused</b>	Bit 3	Unused
<b>TBCLR</b>	Bit 2	Timer_B clear. Setting this bit resets TBR, the clock divider, and the count direction. The TBCLR bit is automatically reset and is always read as zero.
<b>TBIE</b>	Bit 1	Timer_B interrupt enable. This bit enables the TBIFG interrupt request. 0 Interrupt disabled 1 Interrupt enabled
<b>TBIFG</b>	Bit 0	Timer_B interrupt flag. 0 No interrupt pending 1 Interrupt pending

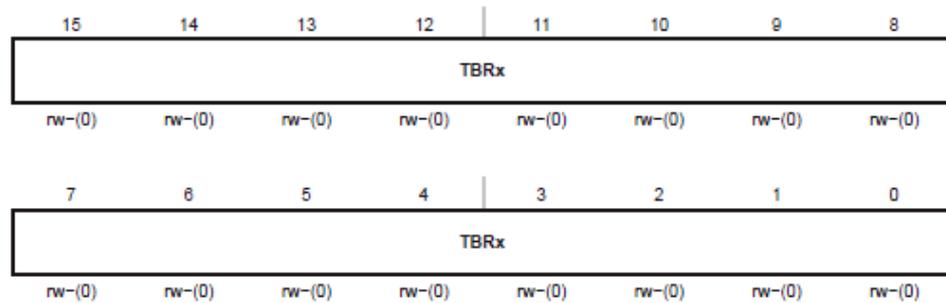
(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

O TBR é o registrador que efetuou a contagem dos pulsos do encoder. A cada borda de descida do sinal do encoder incremental ocorre o incremento do valor do TBR e quando o

valor de TBR se torna igual ao valor do registrador de referência TBCL0 ocorre uma interrupção por estouro de timer.

### Ilustração 62: Registrador TBR do Timer B

TBR, Timer\_B Register



TBRx Bits 15-0 Timer\_B register. The TBR register is the count of Timer\_B.

(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

## 8.3. VETORES DE INTERRUPÇÕES

A tabela 10 mostra os vetores para interrupções específicas. Para melhor entendimento, tanto a interrupção utilizada no controle de posição (contador de 16 bits) quanto no controle de velocidade (função captura/temporização) foram apontadas nesta tabela.

Tabela 16: Vetores de interrupções disponíveis no MSP430F169

Vetor	Símbolo
Reset	RESET_VECTOR
NMI	NMI_VECTOR
Porta 1	PORT1_VECTOR
Porta 2	PORT2_VECTOR
Timer A, CCP0	TIMERA0_VECTOR
Timer A, demais interrupções	TIMERA1_VECTOR
Timer B, CCP0	TIMERB0_VECTOR
Timer B, demais interrupções	TIMERB1_VECTOR
Timer Básico	BASICTIMER_VECTOR
USART0_TX	USART0TX_VECTOR
USART0_RX	USART0RX_VECTOR
USART1_TX	USART1TX_VECTOR
USART1_RX	USART1RX_VECTOR
Watchdog	WDT_VECTOR
Comparador A	COMPARATORA_VECTOR
ADC10 e ADC12	ADC_VECTOR
ADC16	SD16_VECTOR
DAC/DMA (família 1xx)	DACDMA_VECTOR
DAC/DMA (família FG43x)	DAC12_DMA_VECTOR
ESP430	ESP430_VECTOR
SCANIF	SCANIF_VECTOR

Vetor de Interrupção Função Captura →

Vetor de Interrupção Função Contador Crescente de 16 bits →

(PEREIRA, 2005)

A título de conhecimento, a interrupção do Timer B na função de contador de 16 bits apresenta maior prioridade do que o Timer A, conforme mostrado na figura 53.

**Figura 63: Prioridade das interrupções do Timer B e do Timer A.**

12	0xFFFF8	Interrupção mascarável	Timer B - canais 1 e 2	CCIFG	TBCCTL1 e TBCCTL2	13x, 15x, 43x
			Timer B - canais 1 a 6	CCIFG	TBCCTL1 a TBCCTL6	14x, 16x, 44x
			Timer B - estouro de contagem	TBIFG	TBCTL	13x, 14x, 15x, 16x, 43x, 44x
			Timer 1 - canais 1 a 4	CCIFG	TA1CCR1 a TA1CCR4	FW42x
			Timer 1 - estouro de contagem	TAIFG	TA1CTL	
SD16 - <i>overflow</i> ou fim de conversão	OVIFG IFG	SD16CCCTLx	FE42x			
8	0xFFFF0	Interrupção mascarável	Transmissão USART0	UTXIFG0	IFG1	13x, 14x, 15x, 16x, 42x, FE42x, 43x, 44x
			I2C	STTIFG GCIFG TXRDYIFG RXRDYIFG ARDYIFG OAIFG NACKIFG ALIFG	I2CIFG	15x, 16x
			Timer A - canais 1 e 2	CCIFG	TACCTL1 e TACCTL2	11xx, 12xx
			Timer A - estouro de contagem	TAIFG	TACTL	

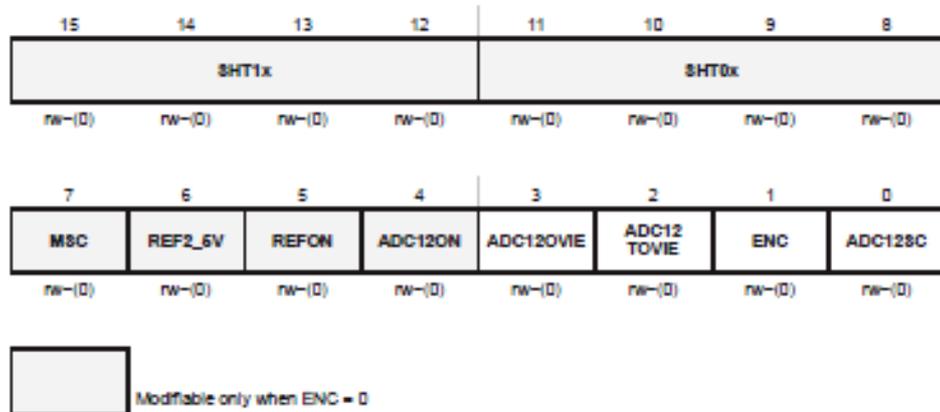
(PEREIRA, 2005)

#### 8.4. REGISTRADORES DO CONVERSOR A/D DE 12 BITS

A seguir estão os registradores envolvidos no processo de amostragem e conversão do ADC12.

Figura 64: Registrador ADC12CTL0 do conversor A/D de 12 bits.

ADC12CTL0, ADC12 Control Register 0



**SHT1x** Bits 15-12 Sample-and-hold time. These bits define the number of ADC12CLK cycles in the sampling period for registers ADC12MEM8 to ADC12MEM15.

**SHT0x** Bits 11-8 Sample-and-hold time. These bits define the number of ADC12CLK cycles in the sampling period for registers ADC12MEM0 to ADC12MEM7.

SHTx Bits	ADC12CLK cycles
0000	4
0001	8
0010	16
0011	32
0100	64
0101	96
0110	128
0111	192
1000	256
1001	384
1010	512
1011	768
1100	1024
1101	1024
1110	1024
1111	1024

(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

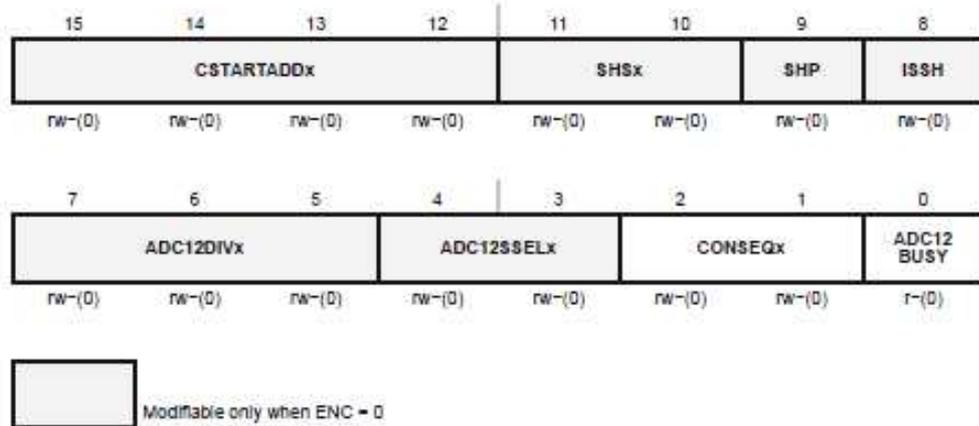
**Figura 65: Registrador ADC12CTL0 do conversor A/D de 12 bits.**

<b>MSC</b>	Bit 7	Multiple sample and conversion. Valid only for sequence or repeated modes. 0 The sampling timer requires a rising edge of the SHI signal to trigger each sample-and-conversion. 1 The first rising edge of the SHI signal triggers the sampling timer, but further sample-and-conversions are performed automatically as soon as the prior conversion is completed.
<b>REF2_5V</b>	Bit 6	Reference generator voltage. REFON must also be set. 0 1.5 V 1 2.5 V
<b>REFON</b>	Bit 5	Reference generator on 0 Reference off 1 Reference on
<b>ADC12ON</b>	Bit 4	ADC12 on 0 ADC12 off 1 ADC12 on
<b>ADC12OVIE</b>	Bit 3	ADC12MEMx overflow-interrupt enable. The GIE bit must also be set to enable the interrupt. 0 Overflow interrupt disabled 1 Overflow interrupt enabled
<b>ADC12TOVIE</b>	Bit 2	ADC12 conversion-time-overflow interrupt enable. The GIE bit must also be set to enable the interrupt. 0 Conversion time overflow interrupt disabled 1 Conversion time overflow interrupt enabled
<b>ENC</b>	Bit 1	Enable conversion 0 ADC12 disabled 1 ADC12 enabled
<b>ADC12SC</b>	Bit 0	Start conversion. Software-controlled sample-and-conversion start. ADC12SC and ENC may be set together with one instruction. ADC12SC is reset automatically. 0 No sample-and-conversion-start 1 Start sample-and-conversion

(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

**Figura 66: Registrador ADC12CTL1 do conversor A/D de 12 bits.**

**ADC12CTL1, ADC12 Control Register 1**



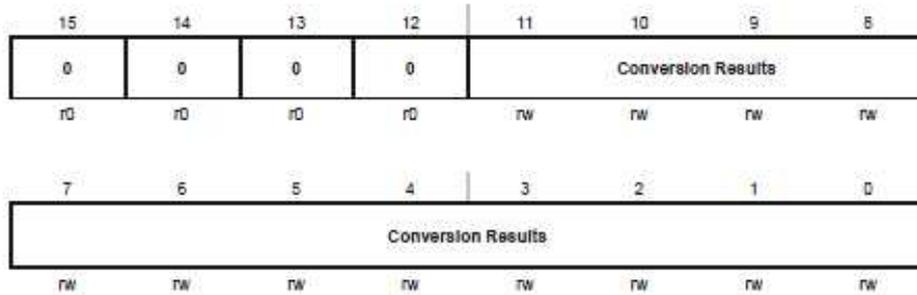
<b>CSTART ADDx</b>	Bits 15-12	Conversion start address. These bits select which ADC12 conversion-memory register is used for a single conversion or for the first conversion in a sequence. The value of CSTARTADDx is 0 to 0Fh, corresponding to ADC12MEM0 to ADC12MEM15.
<b>SHSx</b>	Bits 11-10	Sample-and-hold source select 00 ADC12SC bit 01 Timer_A.OUT1 10 Timer_B.OUT0 11 Timer_B.OUT1
<b>SHP</b>	Bit 9	Sample-and-hold pulse-mode select. This bit selects the source of the sampling signal (SAMPCON) to be either the output of the sampling timer or the sample-input signal directly. 0 SAMPCON signal is sourced from the sample-input signal. 1 SAMPCON signal is sourced from the sampling timer.
<b>ISSH</b>	Bit 8	Invert signal sample-and-hold 0 The sample-input signal is not inverted. 1 The sample-input signal is inverted.
<b>ADC12DIVx</b>	Bits 7-5	ADC12 clock divider 000 /1 001 /2 010 /3 011 /4 100 /5 101 /6 110 /7 111 /8

(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

**Figura 67: Registrador ADC12CTL1 do conversor A/D de 12 bits.**

<b>ADC12 SSELx</b>	Bits 4-3	ADC12 clock source select 00 ADC12OSC 01 ACLK 10 MCLK 11 SMCLK
<b>CONSEQx</b>	Bits 2-1	Conversion sequence mode select 00 Single-channel, single-conversion 01 Sequence-of-channels 10 Repeat-single-channel 11 Repeat-sequence-of-channels
<b>ADC12 BUSY</b>	Bit 0	ADC12 busy. This bit indicates an active sample or conversion operation. 0 No operation is active. 1 A sequence, sample, or conversion is active.

**ADC12MEMx, ADC12 Conversion Memory Registers**

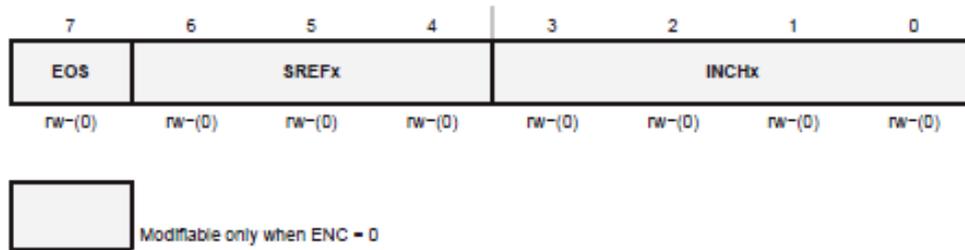


**Conversion Results** Bits 15-0 The 12-bit conversion results are right-justified. Bit 11 is the MSB. Bits 15-12 are always 0. Writing to the conversion memory registers will corrupt the results.

(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

Figura 68: Registrador ADC12MCTLx do conversor A/D de 12 bits.

ADC12MCTLx, ADC12 Conversion Memory Control Registers

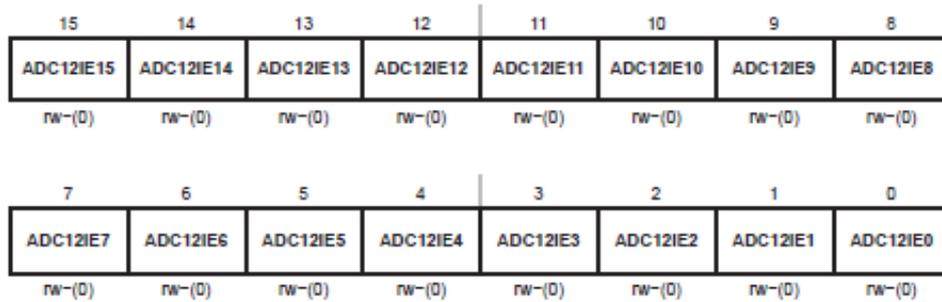


<b>EOS</b>	Bit 7	End of sequence. Indicates the last conversion in a sequence. 0 Not end of sequence 1 End of sequence
<b>SREFx</b>	Bits 6-4	Select reference 000 $V_{R+} = AV_{CC}$ and $V_{R-} = AV_{SS}$ 001 $V_{R+} = V_{REF+}$ and $V_{R-} = AV_{SS}$ 010 $V_{R+} = V_{eREF+}$ and $V_{R-} = AV_{SS}$ 011 $V_{R+} = V_{eREF+}$ and $V_{R-} = AV_{SS}$ 100 $V_{R+} = AV_{CC}$ and $V_{R-} = V_{REF-} / V_{eREF-}$ 101 $V_{R+} = V_{REF+}$ and $V_{R-} = V_{REF-} / V_{eREF-}$ 110 $V_{R+} = V_{eREF+}$ and $V_{R-} = V_{REF-} / V_{eREF-}$ 111 $V_{R+} = V_{eREF+}$ and $V_{R-} = V_{REF-} / V_{eREF-}$
<b>INCHx</b>	Bits 3-0	Input channel select 0000 A0 0001 A1 0010 A2 0011 A3 0100 A4 0101 A5 0110 A6 0111 A7 1000 $V_{eREF+}$ 1001 $V_{REF-} / V_{eREF-}$ 1010 Temperature sensor 1011 $(AV_{CC} - AV_{SS}) / 2$ 1100 $(AV_{CC} - AV_{SS}) / 2$ 1101 $(AV_{CC} - AV_{SS}) / 2$ 1110 $(AV_{CC} - AV_{SS}) / 2$ 1111 $(AV_{CC} - AV_{SS}) / 2$

(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)

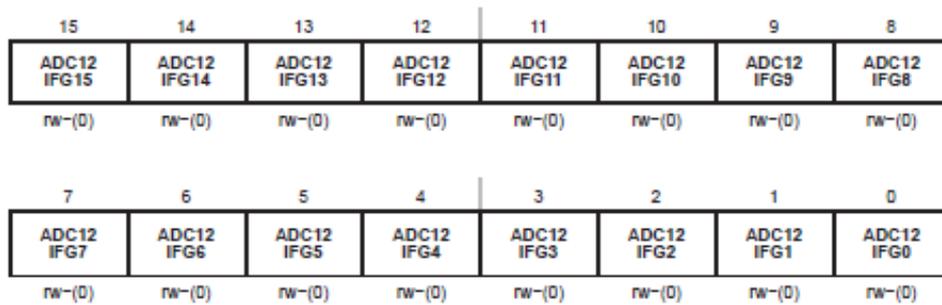
**Figura 69: Registrador ADC12IE do conversor A/D de 12 bits.**

**ADC12IE, ADC12 Interrupt Enable Register**



**ADC12IE<sub>x</sub>** Bits 15-0 Interrupt enable. These bits enable or disable the interrupt request for the ADC12IFG<sub>x</sub> bits.  
 0 Interrupt disabled  
 1 Interrupt enabled

**ADC12IFG, ADC12 Interrupt Flag Register**



**ADC12IFG<sub>x</sub>** Bits 15-0 ADC12MEM<sub>x</sub> Interrupt flag. These bits are set when corresponding ADC12MEM<sub>x</sub> is loaded with a conversion result. The ADC12IFG<sub>x</sub> bits are reset if the corresponding ADC12MEM<sub>x</sub> is accessed, or may be reset with software.  
 0 No interrupt pending  
 1 Interrupt pending

(TEXAS INSTRUMENTS, 2006)