

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE COMPUTAÇÃO E AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL

Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por Ivo Reis Fontes

aprovada pela Comissão
Julgadora em 26/03/93

Jaime Szajner
Orientador

CONTROLE DE VELOCIDADE
DE
MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO
ALIMENTADO POR INVERSOR PWM ATRAVÉS
DE
MICROCOMPUTADOR

AUTOR: Ivo Reis Fontes

ORIENTADOR: Prof. Dr. Jaime Szajner

Tese de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da
UNICAMP como parte dos Requisitos para obtenção do Grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

1993

Este trabalho é dedicado à minha
espôsa Rosely, meu filho Max Jose e
aos meus pais.

AGRADECIMENTOS

Concluída mais esta etapa, gostaria inicialmente de agradecer à minha família pela abnegada dedicação e os incentivos recebidos durante todos estes anos. Ao professor Dr. Jaime Szajner, meu eterno reconhecimento por me aceitar como seu orientado, pela sua doação e pelo empréstimo de seus conhecimentos, sem os quais não teria sido possível a conclusão deste trabalho. Agradeço também aos professores do Departamento de Engenharia de Computação e Automação Industrial que de forma competente contribuíram para a minha formação, ao Victor A. B. Sánchez pela valiosa colaboração durante o desenvolvimento do trabalho que tanto me ajudou através de suas sugestões, ao professor José Raimundo de Oliveira pela sua colaboração no desenvolvimento do hardware, aos professores Edson Bim do DSCE, Edwin Avolio e Gilio A. Simone do DETE pelas sugestões oferecidas, a Valfredo, Wilson, Sergio e Edson pelo espírito de coleguismo e colaboração durante tôdas as fases do desenvolvimento do Projeto AGV, ao Gustavo e Francisco pela dedicação de tantas horas de trabalho nas montagens dos protótipos.

RESUMO

Encontra-se em desenvolvimento no Laboratório de Engenharia de Computação e Automação Industrial (LCA) um protótipo de veículo elétrico autoguiado (AGV) com controle através de computador.

Os AGVs encontram diversas aplicações dentro do ambiente industrial automatizado, pela possibilidade que os mesmos oferecem em receber controle de um computador supervisor, através de sistemas de comunicações, a fim de realizar a várias tarefas envolvidas no processo produtivo. Sua aplicação também pode ser estendida a ambientes agressivos e de alto risco para o homem, como é o caso em mineração ou em laboratórios onde se manipula substâncias tóxicas.

Por se tratar de um desenvolvimento complexo, o projeto de um AGV integra o conhecimento de várias áreas da Engenharia, daí a sua interdisciplinaridade.

O projeto do AGV em desenvolvimento incorpora um sistema de tração e um sistema de direção controlados por computador, que por sua vez se utilizam de um sistema de aquisição de dados e uma unidade sensora de posição, de forma que o veículo possa seguir uma rota pré-estabelecida constituída de uma fita refletiva fixa no solo.

Este trabalho aborda a fundamentação teórica do controle de velocidade de motores a serem empregados neste tipo de veículo, bem como em outros acionamentos industriais e tem como finalidade principal estabelecer uma metodologia adequada para o controle de velocidade dos motores de acionamento dos sistemas de tração e direção do AGV, através de um microcomputador.

ABSTRACT

Presently is in development at the Laboratory of Computational Engineering and Industrial Automation (LCA) a prototype of automated electric vehicle (AGV) controlled through computer.

The AGVs find several applications at the automated industrial environment by the possibilities that it offers to receive control from a supervisor computer through communications systems with the aim to do several tasks at the productive process. Its application can be extended to hazardous environment which presents high life risks to the men, case of milling and laboratories where toxic substances are handled.

It is a complex development task, since the project of a AGV involves several branches of knowledge of Engineering and such fact leads to a very high degree of interdisciplinarity.

This project incorporates a traction and a steering system controlled by computer which uses a data acquisition system and a position sensor unity in such way that the vehicle is able to follow a reflective path assembled at the ground of the plant.

This work shows the theoretic basis for electric drives usually used in this type of vehicle as well in others industrial drives and the main objective is to investigate a suited methodology for computer control of the velocity for the electrical drives to be used in this AGV.

ÍNDICE

Capítulo 1

INTRODUÇÃO	1
-------------------------	----------

Capítulo 2

ACIONADORES DE VELOCIDADE VARIÁVEL	3
2.1 - INTRODUÇÃO	3
2.2 - CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES	3
2.3 - CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES CC	4
2.3.1 - CONTROLE POR FASE	6
2.3.2 - CONTROLE POR CHAVEAMENTO (CHOPPER)	7
2.4 - CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES DE INDUÇÃO	8
2.4.1 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO (MI)	9
2.4.2 - OPERAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO COM TENSÃO VARIÁVEL	13
2.4.3 - OPERAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO COM FREQUÊNCIA VARIÁVEL	14
2.4.4 - OPERAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO COM TENSÃO E FREQUÊNCIA VARIÁVEIS	15
2.5 - INVERSORES OU CONVERSORES DE FREQUÊNCIA	16
2.5.1 - INVERSOR ALIMENTADO POR FONTE DE CORRENTE (CSI)	16
2.5.2 - INVERSOR ALIMENTADO POR FONTE DE TENSÃO (VSI)	17
2.6 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	22

Capítulo 3

MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSOS	23
3.1 - INTRODUÇÃO	23
3.2 - MODULAÇÃO PWM SENOIDAL	24
3.3 - MODULAÇÃO PWM COM ELIMINAÇÃO DE HARMÔNICAS	28
3.4 - MODULAÇÃO PWM COM CONTROLE ADAPTATIVO DE CORRENTE	30
3.5 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	33

Capítulo 4

SIMULAÇÃO DIGITAL DO MOTOR DE INDUÇÃO	35
4.1 - INTRODUÇÃO	35
4.2 - MODELO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	35
4.3 - EQUAÇÕES DE TRANSFORMAÇÃO <i>dqo</i>	36
4.4 - SIMULAÇÃO DA OPERAÇÃO DO MOTOR COM INVERSOR DO TIPO PWM	41
4.5 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	47

Capítulo 5

INTERFACE DE CONTROLE PWM PARA MICROCOMPUTADOR	48
5.1 - INTRODUÇÃO	48
5.2 - DIAGRAMA DE BLOCOS	49
5.3 - DESCRIÇÃO DOS BLOCOS	50
5.3.1 - ADAPTADOR DE LINHAS DE DADOS	50
5.3.2 - ADAPTADOR DE LINHAS DE ENDEREÇOS E CONTROLE	50
5.3.3 - DECODIFICADOR	50
5.3.4 - FREQUENCÍMETRO	51
5.3.5 - CONVERSORES DIGITAIS/ANALÓGICOS	54
5.3.6 - OSCILADORES CONTROLADOS POR TENSÃO	55
5.3.7 - REGISTROS DE CONTROLE	55
5.3.8 - GERADORES DE PULSOS PWM	56
5.4 - ORGANIZAÇÃO INTERNA DO HEF4752V	58
5.4.1 - FUNÇÕES DAS ENTRADAS E SAÍDAS DO HEF4752V	60
5.4.2 - SAÍDAS DE CONTROLE	65
5.4.3 - LIMITAÇÕES IMPOSTAS PELO CI	67
5.5 - SOFTWARE DE CONTROLE	67
5.6 - UNIDADE DE POTÊNCIA	70
5.7 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	71

Capítulo 6

INTERFACE PARA CONTROLE ADAPTATIVO DE CORRENTE	72
6.1 - INTRODUÇÃO	72
6.2 - DIAGRAMA DE BLOCOS	73

6.3 - DESCRIÇÃO DOS BLOCOS	74
6.3.1 - DECODIFICADOR	74
6.3.2 - CONVERSOR D/A	74
6.3.3 - DIVISOR	74
6.3.4 - GERADOR DE REFERÊNCIA DA FASE C	75
6.3.5 - CONDICIONADOR DE CORRENTES DO MOTOR	76
6.3.6 - COMPARADORES COM HISTERESE	76
6.3.7 - INTERTRAVAMENTO	76
6.4 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	78
 Capítulo 7	
RESULTADOS EXPERIMENTAIS	79
7.1 - INTERFACE DE CONTROLE PWM PARA MICROCOMPUTADOR	79
7.1.1 - OPERAÇÃO COM FREQUÊNCIA CONSTANTE	79
7.1.2 - OPERAÇÃO COM FREQUÊNCIA VARIÁVEL	80
7.2 - INTERFACE PARA CONTROLE ADAPTATIVO DE CORRENTE	85
 Capítulo 8	
CONCLUSÕES	95
 Apêndice A	
FATOR DE MODULAÇÃO PM	97
 Apêndice B	
PROGRAMA DE SIMULAÇÃO	101
B.1 - MACRO MOD_MI	101
B.1.1 - ENTRADAS	101
B.1.2 - SAÍDAS	101
B.1.3 - MODELO	102
B.2 - MACRO GQSGDS	105
B.2.1 - ENTRADAS	105
B.2.2 - SAÍDAS	105
B.2.3 - MODELO	105

B.3 - MACRO FATOR_PM	108
B.3.1 - ENTRADAS	108
B.3.2 - SAÍDAS	108
B.3.3 - MODELO	108
B.4 - MACRO PERFIL1	111
B.4.1 - ENTRADAS	111
B.4.2 - SAÍDAS	111
B.4.3 - MODELO	111

Apêndice C

PROGRAMA DE CONTROLE PARA TESTE	113
C.1 - INTRODUÇÃO	113
C.2 - DESCRIÇÃO DO PROGRAMA DE CONTROLE	113
C.2.1 - FUNÇÃO PRINCIPAL	113
C.2.2 - MÓDULO: MENU PRINCIPAL	121
C.2.3 - MÓDULO: AJUSTE DOS OSCILADORES CONTROLADOS POR TENSÃO	122
C.2.4 - MÓDULO: AJUSTE DE REGISTRO DE CONTROLE	124
C.2.5 - MÓDULO: CARREGAMENTO DOS CONVERSORES	125
C.2.6 - MÓDULO: PARTIDA/PARADA	126
C.2.7 - MÓDULO: BASE DE TEMPO	128
C.2.8 - MÓDULO: INICIALIZA VCO	129
C.2.9 - MÓDULO: MEDIDOR DE FREQUÊNCIA	131
C.2.10 - MÓDULO: AJUSTA DIVISOR 2	132
C.2.11 - MÓDULO: INVERTE ROTAÇÃO DO MOTOR 1	133
C.2.12 - MÓDULO: PERFIL DE ACELERAÇÃO LINEAR	135
C.2.13 - MÓDULO: PERFIL DE ACELERAÇÃO COSSENOIDAL	136
C.2.14 - MÓDULO: PERFIL DE ACELERAÇÃO SIGMOIDAL	137

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

O presente trabalho faz parte do projeto de um veículo autoguiado (AGV), controlado por microcomputador, em desenvolvimento no laboratório LCA da Faculdade de Engenharia Elétrica da UNICAMP. O protótipo utiliza a estrutura de um rebocador elétrico industrial com modificações para adequá-lo à aplicação que se pretende, com peso total aproximado de 600 Kg e com capacidade de tracionamento de uma carga líquida de 3000 Kg.

O sistema de alimentação do AGV é composto de baterias industriais do tipo Chumbo-Ácido com autonomia aproximada 8 horas de operação.

Para os sistemas de acionamento neste tipo de veículo, existem diversas alternativas, mais notadamente aquelas que empregam motores de corrente contínua alimentados por "chopper". Porém, com o objetivo de se obter uma solução mais robusta, simples e com custo reduzido optou-se pela utilização de motores de indução trifásicos alimentados por conversores de potência elétrica, como parte dos sistemas de acionamento de direção e tração.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de uma interface para uso em microcomputadores, que produz os pulsos com modulação PWM (Modulação por Largura de Pulsos) utilizados no controle dos transistores de potência empregados nos conversores que acionam os motores do veículo.

Inicialmente é apresentada a fundamentação teórica dos métodos utilizados no controle de velocidade de motores empregados em acionamentos de velocidade variável, seguida de uma análise dos métodos mais utilizados para a geração de pulsos PWM.

Em seguida é apresentada a análise do comportamento dinâmico dos motores de indução trifásicos quando alimentados por conversores do tipo PWM, através de um modelo simplificado e empregando-se técnicas de simulação digital. Os resultados obtidos nas simulações serviram de auxílio na definição do hardware mais apropriado para a implementação do projeto.

Tendo em vista a disponibilidade comercial de componentes eletrônicos especialmente desenvolvidos para a geração de pulsos PWM, para controle de conversores de frequência trifásicos, apresenta-se a seguir uma interface para uso em microcomputadores da linha IBM PC ou compatíveis, cujo circuito incorpora o circuito integrado HEF4752V de fabricação da Philips Components. Os sinais necessários

à operação deste componentes são gerados através de conversores D/A. Esta interface é dotada de várias facilidades que permitem o teste de desempenho do circuito integrado escolhido quando operando sob diversas condições de frequência de chaveamento.

Como uma segunda alternativa para o acionamento dos motores é apresentada uma interface que emprega o método de Controle Adaptativo de Corrente para a geração de pulsos PWM. Os sinais de referência de corrente para esta interface são gerados a partir de cálculos realizado por um microcomputador AT 386 onde se utiliza o método de Fluxo Orientado e é empregado um modelo inverso simplificado da máquina.

Finalmente são apresentados os resultados experimentais de laboratório, obtidos com o emprego das duas interfaces acionando uma ponte de potência baseada em transistores MOSFET de potência, que constitui um dos módulos de potência do AGV.

Como conclusão são apresentadas algumas considerações relativas as vantagens e limitações apresentadas em cada uma das interfaces e sugestões para futuros trabalhos.

Capítulo 2

ACIONADORES DE VELOCIDADE VARIÁVEL

2.1 - INTRODUÇÃO

Os processos industriais empregam máquinas e ferramentarias que utilizam acionamentos, cuja característica principal é a variação de velocidade. A maioria destes acionamentos são baseadas em motores elétricos, uma vez que estes são mais resistentes, apresentam maior confiabilidade, têm custos relativamente reduzidos e oferecem maior facilidade no controle de velocidade [1].

Para controlar a velocidade destes acionamentos, muitos métodos têm sido investigado, indo desde sistemas mecânicos ou pneumáticos até sistemas elétricos e eletrônicos, que utilizam motores de corrente contínua com excitação independente ou de campo permanente, motores trifásicos síncronos ou assíncronos, cuja velocidade pode ser controlada diretamente. Sendo que o uso de motores trifásicos de indução nestas aplicações apresentam grandes vantagens, tendo em vista seu custo de manutenção reduzido, por serem normalizados e poderem ser utilizados em ambientes agressivos, nos quais o uso de motores de corrente contínua quase sempre levam a soluções de custo comparavelmente muito mais alto.

Sempre foi desejo dos fabricantes de controlar a velocidade de motores trifásicos de indução por meios elétricos, porém, esta técnica somente se tornou possível recentemente com o avanço da eletrônica e graças ao desenvolvimento tecnológico na produção de semicondutores de potência e dos circuitos integrados que usam larga escala de integração.

2.2 - CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES

Tradicionalmente, o controle preciso de velocidade de acionamentos fazia-se através de motores de corrente contínua empregando o conjunto Ward-Leonard, que requeria o uso de três máquinas elétricas: um motor de indução trifásico, um gerador de corrente contínua e um motor de corrente contínua. Atualmente, com o uso da eletrônica, este arranjo pode ser substituído, por exemplo, por um único motor de corrente contínua acionado por uma ponte retificadora trifásica de onda completa a tiristores.

A mudança do controle eletromecânico para o controle eletrônico proporcionou uma redução na complexidade destes sistemas, levando a uma redução de custos, espaço, resposta em tempo e, consequentemente, a um ganho substancial de eficiência.

2.3 - CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES CC

Normalmente, nas aplicações onde se controla a velocidade de acionamentos através de motores de corrente contínua, geralmente se emprega motores com excitação independente ou de campo permanente [2].

A Figura 2.1 ilustra uma configuração típica para esta aplicação.

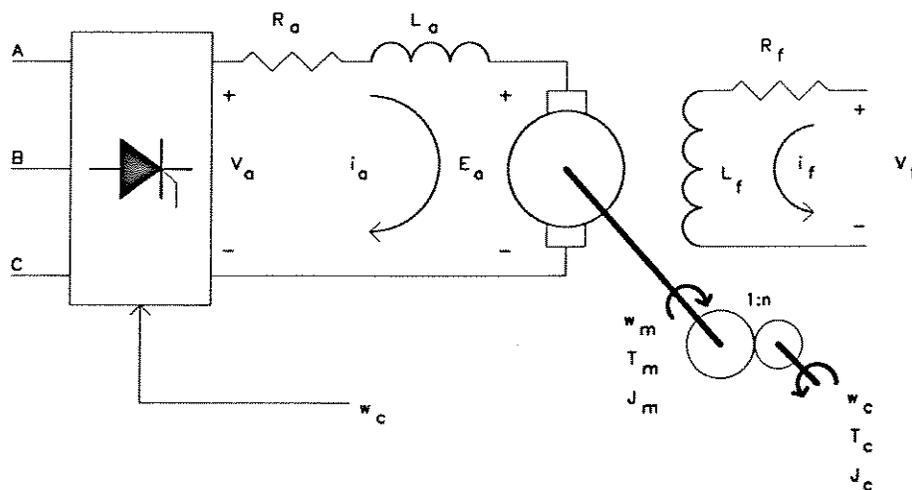


Figura 2.1 - Motor CC

Considerando o circuito elétrico do motor, o comportamento dinâmico da armadura pode ser representado através da equação diferencial (2.1):

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a \quad (2.1)$$

sendo que a força contra-eletromotriz E_a induzida na armadura do motor é obtida pela equação (2.2):

$$E_a = K_a \phi_f \omega_a \quad (2.2)$$

e a equação (2.3) fornece o fluxo magnético presente no entreferro do motor:

$$\phi_f = \phi_f(i_f) \quad (2.3)$$

Para os motores com excitação independente o circuito de campo tem seu comportamento descrito pela equação diferencial (2.4):

$$v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (2.4)$$

O conjugado eletromagnético desenvolvido pela armadura do motor é obtido através da equação (2.5):

$$T_e = K_t \phi_f i_a \quad (2.5)$$

O comportamento mecânico dinâmico do sistema, considerando um conjugado de carga T_c , as inércias J_m do motor e J_c da carga e para um acoplamento com redutor, é descrito pela equação diferencial (2.6):

$$T_e - T_{cm} = J \frac{d\omega_a}{dt} \quad (2.6)$$

onde $T_{cm} = T_c/n$, $J = J_m + J_c/n^2$ e $\omega_c = \omega_a/n$.

Para uma determinada condição de regime, isto é, considerando-se o fluxo magnético constante e um conjugado de carga fixo, conclui-se pela análise da equação (2.5) que a corrente de armadura permanece constante. Portanto, pela análise da equação (2.1), verifica-se que a velocidade pode ser controlada variando-se a tensão de alimentação do circuito de armadura.

O método usualmente empregado neste tipo de controle é utilizar uma tensão de alimentação do motor com valor médio variável, o que pode ser obtido através do uso de:

- Ponte retificadora com controle por fase

- Circuito chaveador de tensão (Chopper)

2.3.1 - CONTROLE POR FASE

A Figura 2.2 mostra um sistema de controle típico de motores de corrente contínua.

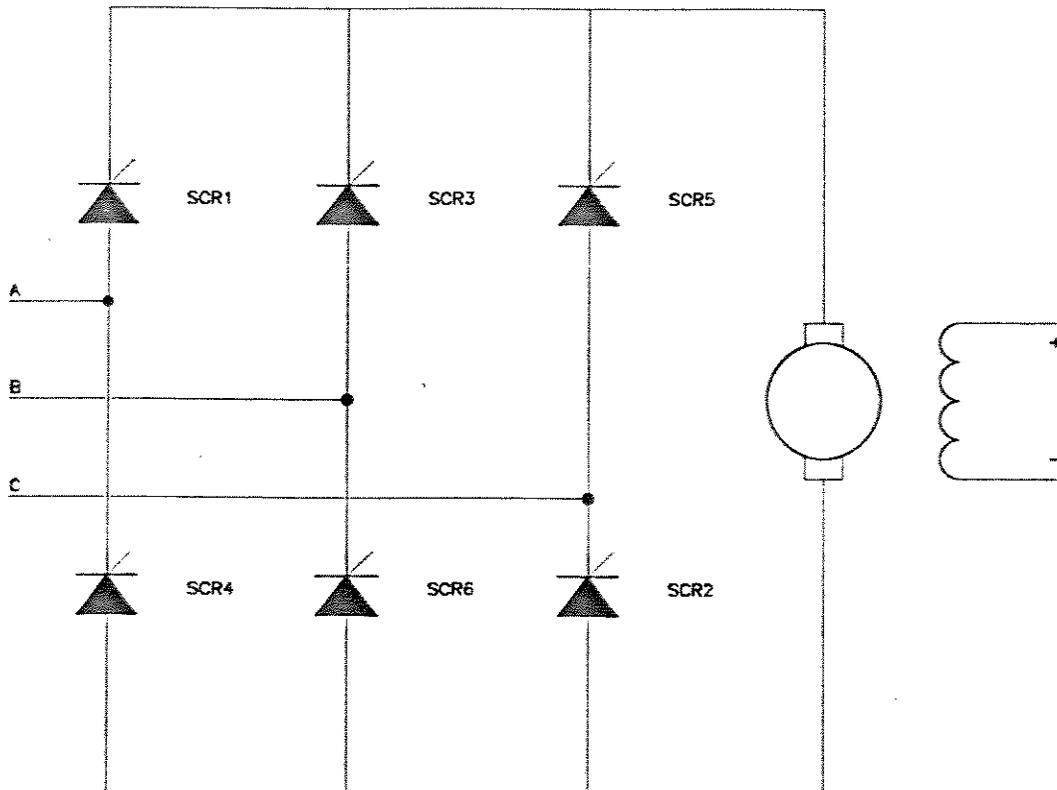


Figura 2.2 - Motor CC alimentado por Ponte Retificadora

Neste sistema, o motor de corrente contínua é alimentado por uma tensão contínua fornecida por uma ponte retificadora trifásica de onda completa a tiristores, cuja operação é apresentada em [2-3]. A tensão de controle da armadura pode ser obtida variando-se o ângulo de fase em que cada tiristor é disparado, proporcionando uma tensão de saída na ponte que varia desde zero até o valor máximo, igual àquele fornecido por uma ponte de diodos com a mesma configuração.

Os circuitos retificadores, com controle por fase, como este, constituem a solução mais econômica e simples de controle eletrônico de velocidade de motores de corrente contínua, uma vez que os tiristores operam com comutação natural, a partir do sistema trifásico de alimentação.

Como este sistema opera com a comutação dos tiristores utilizando a forma de onda da própria linha de alimentação, isto impõe uma faixa de resposta do sistema limitada pela frequência da mesma, o que se constitui em uma limitação. Para sistemas que exijam melhor resposta em tempo torna-se necessário a utilização de outro método de variação da tensão de alimentação.

2.3.2 - CONTROLE POR CHAVEAMENTO (CHOPPER)

As limitações impostas pelo controle por fase, podem ser superadas quando se utiliza o controle da tensão de alimentação do motor por chaveamento (chopper).

O princípio de operação deste sistema pode ser ilustrado considerando-se um motor de corrente contínua com excitação independente, alimentado intermitentemente através de uma fonte de tensão contínua, que pode ser fornecida por um retificador alimentado pela rede industrial ou por um conjunto de baterias elétricas.

A Figura 2.3 apresenta um circuito típico utilizado para se estabelecer e interromper a corrente fornecida pela fonte ao motor, cuja operação pode ser encontrada em [2-3].

Através deste circuito é possível controlar o valor médio da tensão aplicada ao motor, controlando-se o tempo em que a tensão contínua é aplicada aos seus terminais. Nesta operação, os tiristores operam com comutação forçada. A comutação forçada implica no corte da condução de corrente pelo tiristor com o emprêgo de circuito auxiliar de comutação.

O mecanismo de se variar os tempos de condução e corte dos tiristores permite aplicar pulsos de tensão aos terminais do motor, variando-se, desta forma, o valor médio da tensão de alimentação do mesmo.

Através deste processo é possível variar a tensão desde zero até o valor máximo da tensão contínua disponível. Sob esta condição, e tendo em vista a possibilidade de se poder utilizar frequências de chaveamento bem maiores que a frequência da rede de alimentação, torna-se possível obter resposta de operação bem melhor do que aquela obtida no método anterior.

Este método de controle já vem sendo utilizado amplamente no parque industrial, como é o caso em empilhadeiras e rebocadores elétricos ou em veículos de tração elétrica controlados por computadores (AGVs).

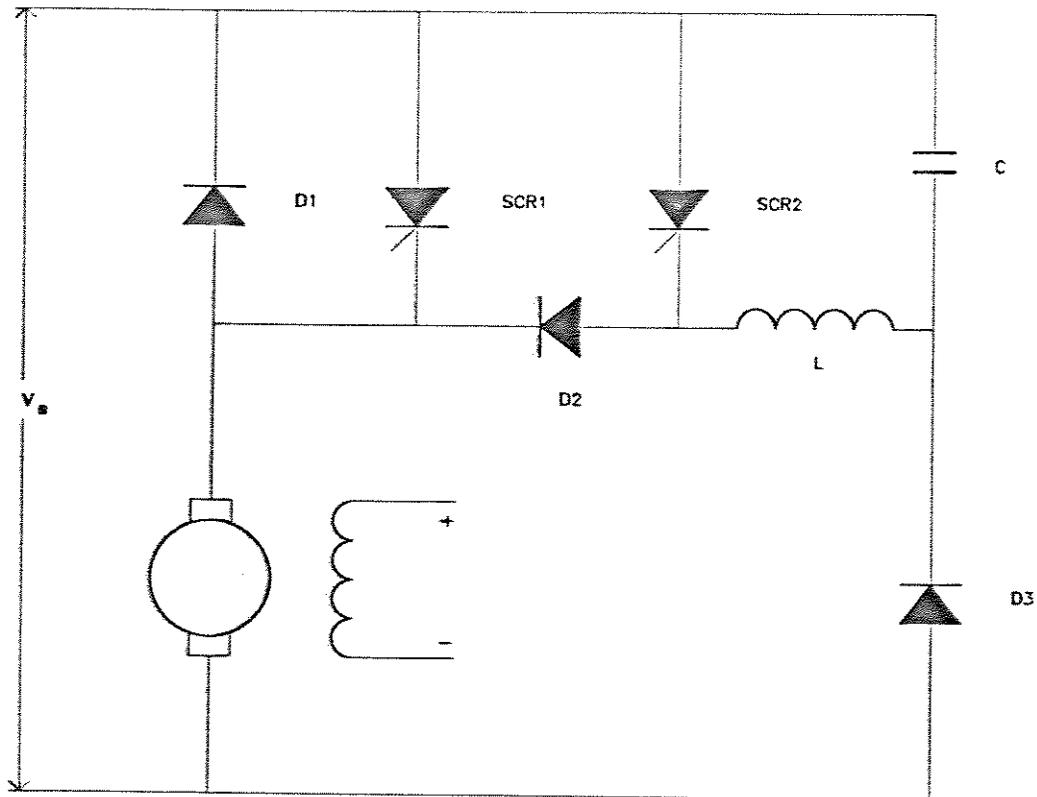


Figura 2.3 - Chopper básico

2.4 - CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES DE INDUÇÃO

Atualmente a grande maioria dos processos industriais são acionados por motores de indução trifásicos com rotor tipo gaiola de esquilo. A ampla aplicação destes motores é consequência direta das vantagens inerentes aos mesmos quando comparados com os de outro tipo. Dentre as várias vantagens existentes, podem ser citadas as seguintes:

- Alta confiabilidade e baixo custo de manutenção,
- Baixo custo por capacidade quando comparados com os motores de corrente contínua,
- Baixas relações de volume e peso por capacidade,
- Velocidade relativamente independente da carga, para uma dada frequência da rede de alimentação,

- Partidas livres de "trancos" quando operados com inversores,
- Não necessita de dispositivo de comutação (escovas), tornando-o adequado para aplicações em ambientes perigosos, tais como em mineração e indústrias petroquímicas,
- Disponibilidade rápida no mercado, para versões padrões.

Nas versões padrões de motores de indução trifásicos são encontradas essencialmente como máquinas de uma única velocidade, para serem alimentados por tensão e frequência fixas da rede elétrica industrial. Se a rede industrial tem frequência f e o motor tem um número P de pólos no estator, a velocidade de seu eixo é ligeiramente inferior à velocidade síncrona do campo magnético girante presente no entreferro da máquina [4], a qual pode ser calculada pela equação (2.7):

$$N_s = \frac{120 f}{P} \text{ rpm} \quad (2.7)$$

Mudando-se o número de pólos do motor é possível fazer com que o mesmo opere a diferentes velocidades fixas. Entretanto, para uma variação contínua de velocidade, a frequência e a tensão da rede de alimentação devem ser variáveis, como será demonstrado através do modelo para operação em regime para este tipo de máquina.

2.4.1 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO (MI)

A operação do motor de indução trifásico em regime permanente pode ser estudada com o auxílio do circuito equivalente por fase apresentado na Figura 2.4, semelhante ao circuito elétrico equivalente de um transformador, onde R_s e L_k representam a resistência e indutância de dispersão do estator, R'_r e L'_r representam a resistência e indutância de dispersão do rotor e R_m e L_m representam a resistência de perda no ferro e indutância de magnetização, respectivamente [5].

A operação de um motor com um número de pólos P , alimentado por um sistema de tensão trifásico, simétrico e equilibrado com frequência f , produz uma onda de fluxo magnético girante, que se propaga ao longo do entreferro da máquina com velocidade síncrona ω_s , calculada a partir da equação (2.8):

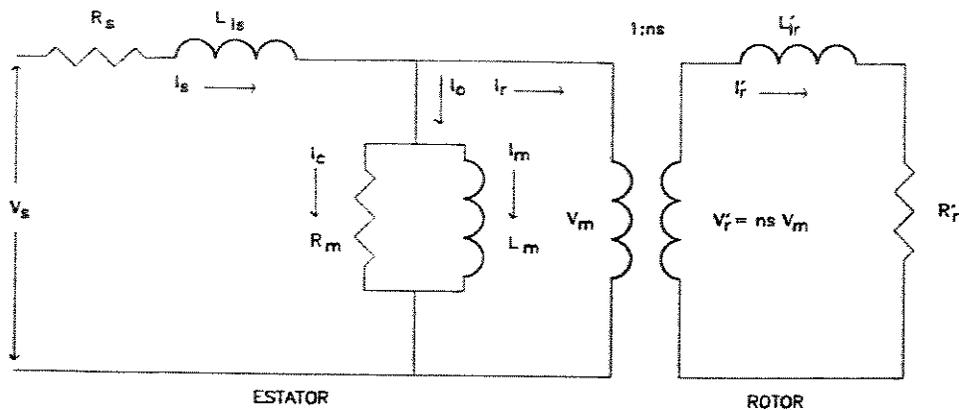


Figura 2.4 - Circuito equivalente do MI

$$\omega_s = \left(\frac{2}{P}\right)\omega_e = \left(\frac{2}{P}\right)2\pi f \quad (2.8)$$

Esta onda de fluxo magnético induz uma força contra-eletromotriz V_m no estator a qual é convertida em uma tensão V_r , nas fases do rotor, conforme se observa no circuito equivalente e pode ser calculada pela equação (2.9):

$$V_r = nsV_m \quad (2.9)$$

onde n representa a relação entre as espiras do estator e do rotor e s é o escorregamento existente entre o campo girante e o rotor, que é fornecido pela equação (2.10):

$$s = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} \quad (2.10)$$

A tensão de alimentação V_s do motor, difere da tensão induzida V_m , pela queda existente na resistência R_s do enrolamento e pela dispersão representada pela indutância L_{ls} .

A corrente de excitação I_o consiste de duas componentes I_c , que representa as perdas de ferro e I_m , que representa a corrente de magnetização.

A tensão V_r , induzida no rotor, produz uma corrente I_r , com a frequência de escorregamento ω_s .

$= s\omega_e$, onde ω_e é a frequência angular da rede elétrica. Portanto, a corrente I_r do estator, consiste da uma componente de magnetização I_m e da componente de corrente I_r' do rotor refletida no estator, que é igual a I_r .

A corrente I_r pode ser calculada pela equação (2.11):

$$I_r = nI_r' = \frac{n^2 s V_m}{\sqrt{(R_r')^2 + (\omega_e L_r')^2}} \quad (2.11)$$

onde as grandezas do rotor estão referidas ao circuito do estator. Obtém-se o circuito equivalente apresentado na Figura 2.5 após esta transformação.

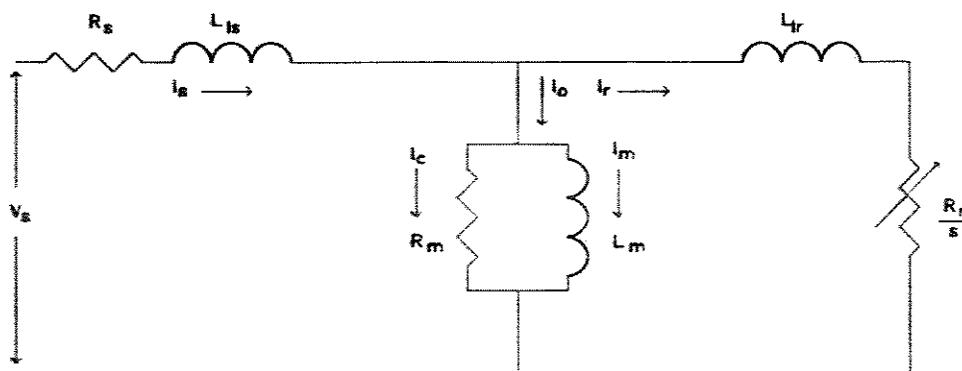


Figura 2.5 - Circuito equivalente do MI referido ao estator

Pela inspeção deste circuito, verifica-se que a corrente do rotor pode ser obtida através da equação (2.12):

$$I_r = \frac{V_m}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + (\omega_e L_r)^2}} \quad (2.12)$$

O circuito equivalente da Figura 2.5 pode ser simplificado quando se tratar de motores com potência acima de 1 HP, desprezando-se as perdas no ferro e transportando-se o ramo paralelo à esquerda

da resistência e da indutância de dispersão do estator, conforme mostra a Figura 2.6.

Neste circuito, a corrente do rotor pode ser calculada através da equação (2.13):

$$I_r = \frac{V_s}{\sqrt{\left(R_r + \frac{R_r}{s}\right)^2 + \omega_e^2(L_r + L_{lr})^2}} \quad (2.13)$$

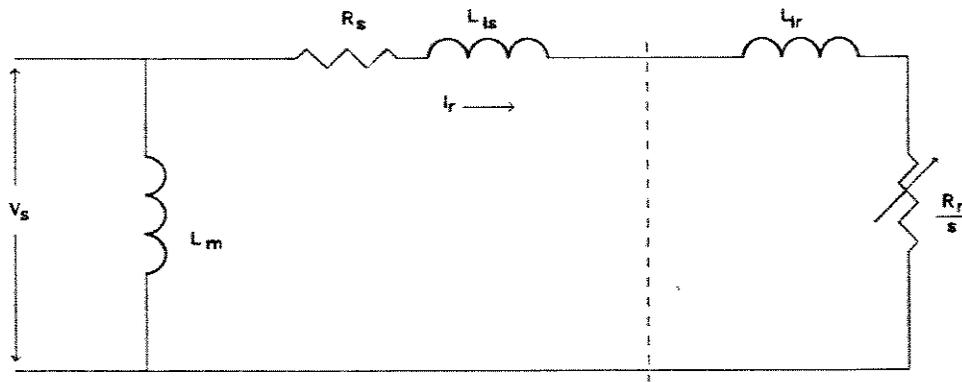


Figura 2.6 - Circuito simplificado do MI

O conjugado eletromagnético desenvolvido no eixo do motor, desprezando-se as perdas rotacionais, pode ser obtido através da equação (2.14):

$$T_e = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \left(\frac{V_s}{\omega_e} \right)^2 \frac{\omega_s R_r}{R_r^2 + \omega_s^2 L_r^2} \quad (2.14)$$

onde foram desprezados os parâmetros do estator, condição que não deixa de ser razoável para motores com potência acima de 1 HP.

Através da análise da equação do T_e , podemos concluir que para um certo conjugado resistente, a velocidade dos motores de indução do tipo gaiola de esquilo pode ser ajustada de três formas:

- Alimentação com tensão reduzida,

- Alimentação com tensão de frequência variável,
- Alimentação com tensão e frequência variáveis.

2.4.2 - OPERAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO COM TENSÃO VARIÁVEL

Um método simples e econômico de se controlar a velocidade de motores de indução, do tipo gaiola de esquilo, é obtido variando-se a sua tensão de alimentação.

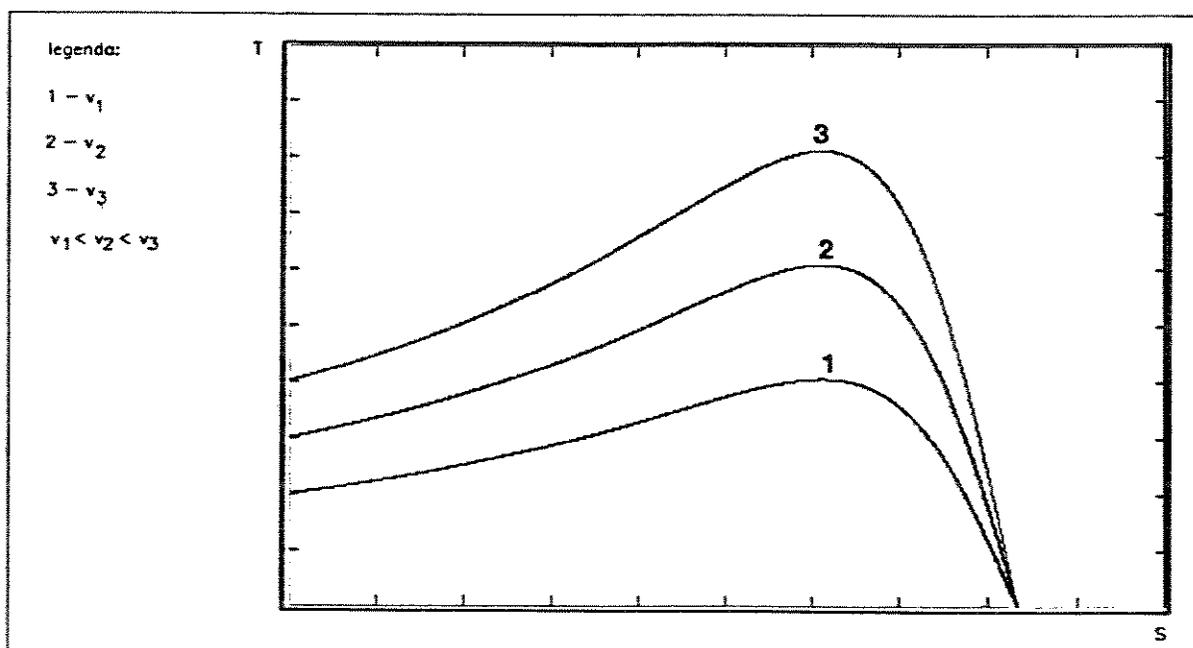


Figura 2.7 - MI - Características Conjugado x s (Tensão Variável)

A Figura 2.7 ilustra as características conjugado/escorregamento de um motor de indução trifásico alimentado com tensões reduzidas V_1 , V_2 e V_3 . Através da mesma é possível observar que pequenas variações de velocidade podem ser obtidas variando-se a tensão de alimentação do motor, sendo que o intervalo de variação obtido está diretamente associado à inclinação da curva característica de conjugado da carga. Portanto, este tipo de controle é mais adequado para acionamento de cargas cuja torque apresente relação quadrática com a velocidade, como é o caso de ventiladores e bombas, a fim de assegurar partidas adequadas e ponto de operação estável, porém quando utilizados nestas aplicações tem sua eficiência degradada.

Os sistemas de controle com tensão variável não são adequados para acionamento de cargas de

conjugado constante, como é o caso da tração elétrica em regime de funcionamento, por exemplo, sendo que para estes sistemas é mais recomendável o uso de controle por alimentação com frequência e tensão variáveis.

2.4.3 - OPERAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO COM FREQUÊNCIA VARIÁVEL

O efeito da variação da frequência da tensão de alimentação nas características de conjugado do motor é ilustrado na Figura 2.8.

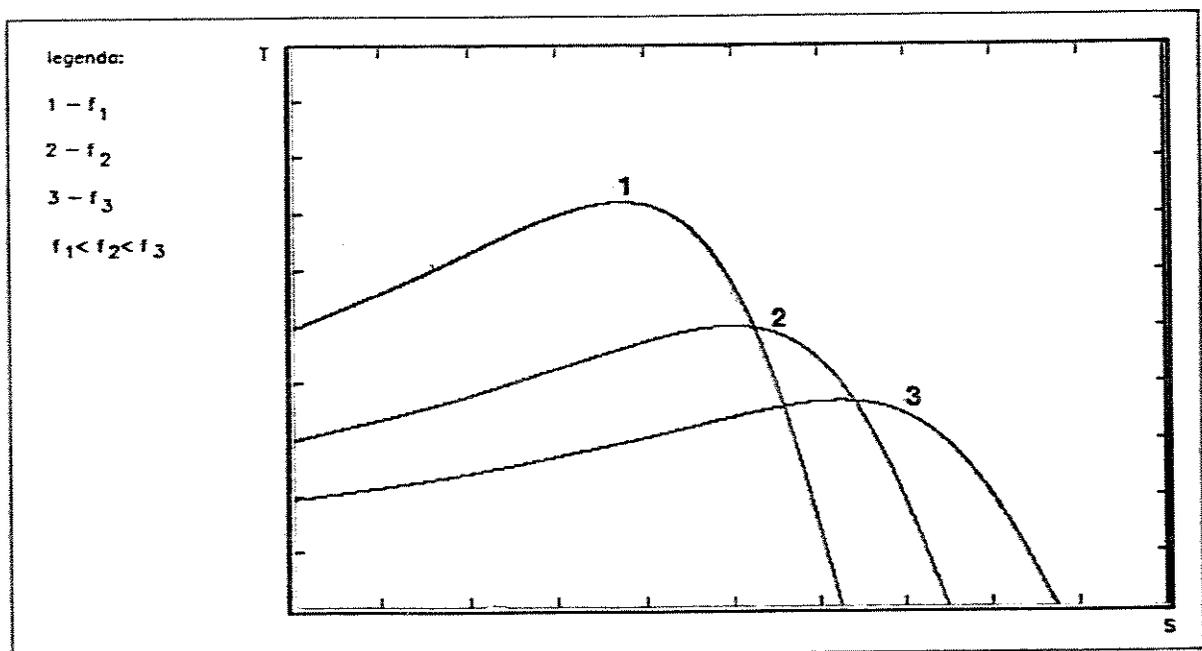


Figura 2.8 - MI - Características Conjugado x s (frequência variável)

Observa-se que à medida que a frequência aumenta, mantendo-se a tensão de alimentação constante, o conjugado máximo desenvolvido pelo motor sofre degradação significativa e para a operação em frequência muito abaixo da nominal, devido ao elevado valor da corrente nos enrolamentos, ocorrem problemas de saturação.

Uma forma de se contornar estes problemas é alimentar o motor com tensão e frequência variáveis.

2.4.4 - OPERAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO COM TENSÃO E FREQUÊNCIA VARIÁVEIS

A Figura 2.9 mostra o efeito obtido quando se varia a tensão e a frequência de alimentação do motor de indução simultâneamente.

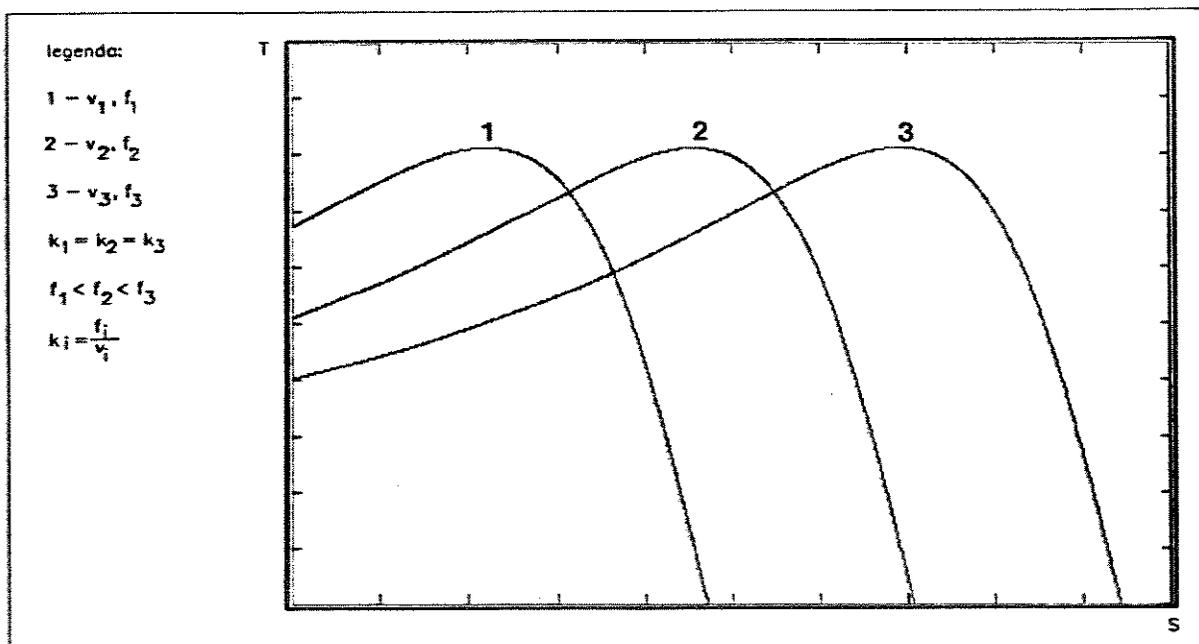


Figura 2.9 - MI - Características Conjugado x s (Tensão e Frequência Variáveis)

A operação do motor através de um sistema trifásico de tensão, que permite a variação da frequência ao mesmo tempo que se varia o valor eficaz da tensão, possibilita partidas suaves e livres de "trancos", operação adequada quando este é empregado em sistemas de tração elétrica.

Uma forma de se obter a tensão de alimentação do motor com frequência variável, a partir da tensão da rede de alimentação, é empregando-se os inversores ou conversores de frequência.

O uso de inversores permite sintetizar um sistema trifásico de tensão com valor eficaz e frequência variáveis, de forma a se manter a relação entre a tensão de alimentação e sua frequência constante a fim de que o fluxo no entreferro do motor seja mantido constante. Nesta condição, obtêm-se translações nas características de conjugado ao mesmo tempo que se preserva o mesmo conjugado máximo.

Através da variação da frequência é possível ajustar o conjugado de partida em valores reduzidos, comparáveis com o conjugado nominal do motor e como consequência obtém-se significativa redução na

corrente do mesmo durante o processo de aceleração.

2.5 - INVERSORES OU CONVERSORES DE FREQUÊNCIA

Como já foi mencionado anteriormente, o método mais adequado para se controlar a velocidade dos motores de indução do tipo gaiola de esquilo é utilizando-se os conversores de frequência, uma vez que através dos mesmos é possível alimentar a máquina com tensão e frequência variáveis, de forma que seja mantida constante a relação tensão/frequência. Mantendo-se esta relação fixa, ao mesmo tempo que se evita a saturação do fluxo, mantém-se o conjugado máximo do motor inalterado. Desta forma, é possível obter a velocidade de operação pretendida, impondo-se ainda o perfil de aceleração e desaceleração desejados, de forma a proporcionar partidas suaves e livres de "trancos".

Quanto ao método de alimentação dos inversores, estes podem ser sub-divididos em dois tipos básicos [5]:

- Inversores com Alimentação por Fonte de Corrente
- Inversores com Alimentação por Fonte de Tensão

cujos princípios de operação são descritos a seguir.

2.5.1 - INVERSOR ALIMENTADO POR FONTE DE CORRENTE (CSI)

O diagrama de blocos da Figura 2.10 apresenta a configuração básica de um inversor trifásico alimentado por corrente. Este sistema pode ser alimentado por um retificador trifásico controlado por fase ou por um circuito de chaveamento (chopper) seguido de um filtro de saída indutivo, de forma a fornecer corrente constante ao inversor.

Os tiristores operam com comutação forçada para transferir a corrente constante para as fases da carga. Uma vez que este inversor é alimentado por corrente constante, o mesmo é protegido contra sobrecorrentes devido a variações rápidas na carga. De acordo com a teoria, estes inversores oferecem uma

solução econômica de projeto tendo em vista que os tiristores são totalmente utilizados durante a operação normal. Entretanto, este tipo de inversor não pode ser utilizado no acionamento de dois ou mais motores em paralelo, somando-se ainda o fato de que os motores operados por este tipo de inversor oferecem conjugado pulsante em baixas frequências.

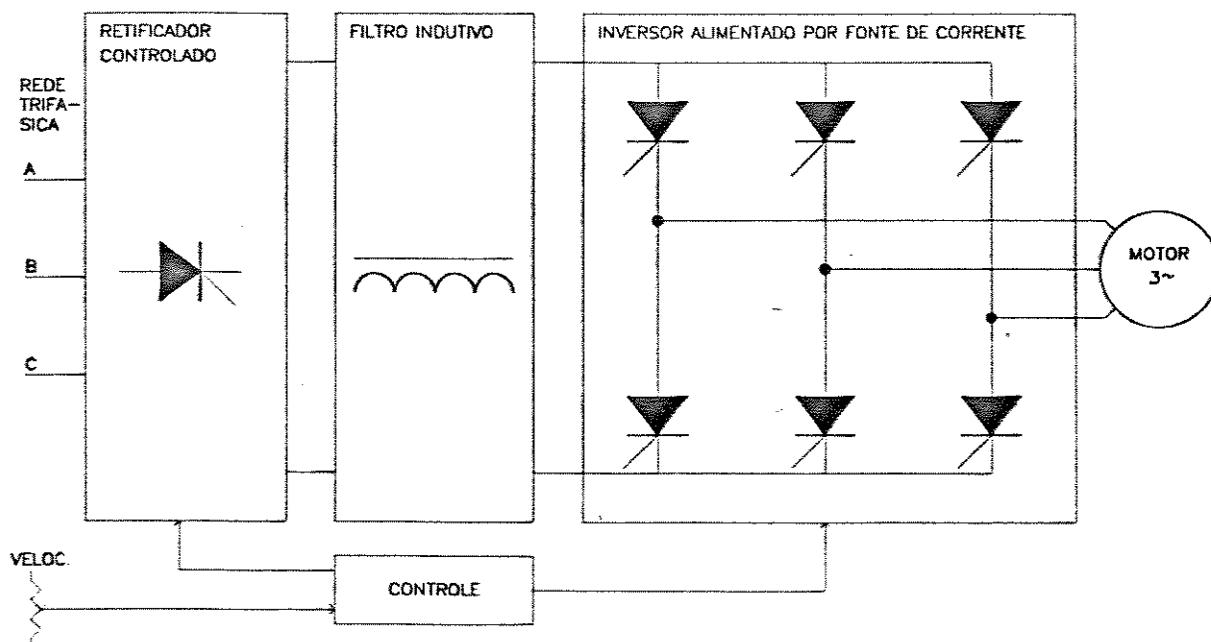


Figura 2.10 - Diagrama de Blocos do Inversor CSI

Devido a estas condições, os inversores alimentados por fonte de corrente têm aplicações restritas.

2.5.2 - INVERSOR ALIMENTADO POR FONTE DE TENSÃO (VSI)

Devido as limitações do inversor alimentado por corrente, conforme já mencionado anteriormente, os inversores com alimentação por fonte de tensão são os mais amplamente utilizados.

Este tipo de inversor é caracterizado pela alimentação através de uma fonte de tensão estável, isto é, uma fonte de alimentação com resistência interna de valor idealmente nula. O valor da tensão pode ser fixo ou variável e pode ser obtida através de um retificador alimentado a partir da rede industrial de tensão alternada ou de um alternador ou ainda por baterias.

O diagrama de blocos apresentado na Figura 2.11 mostra uma configuração básica para este tipo

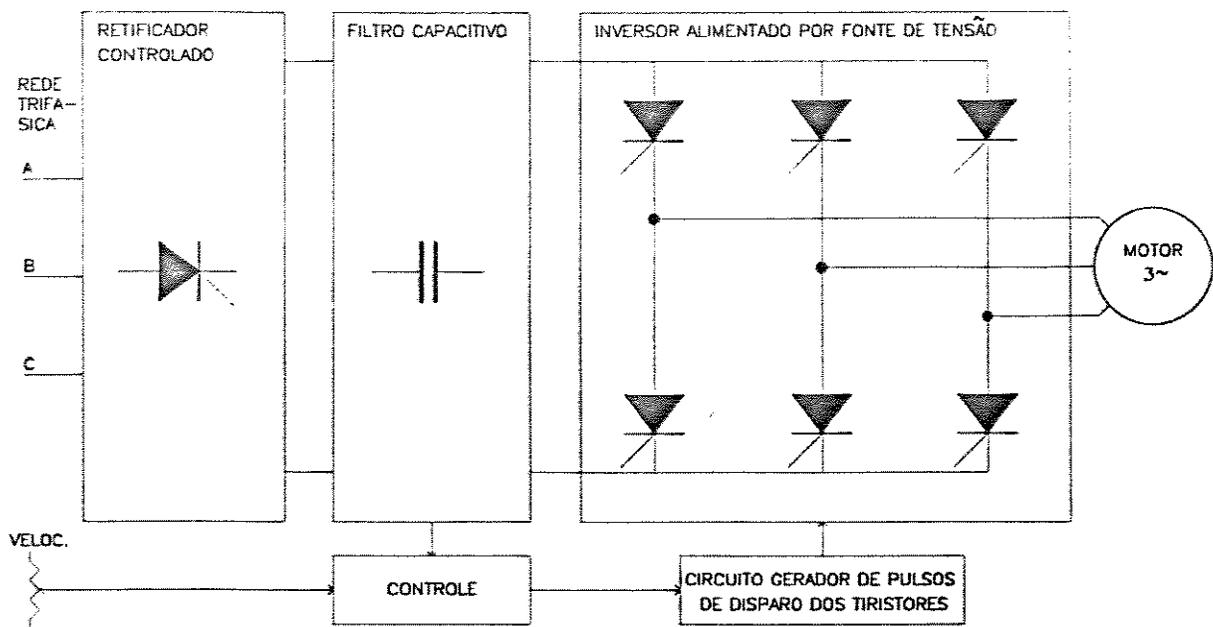


Figura 2.11 - Diagrama de Blocos do Inversor VSI

de inversor, sendo que os elementos de chaveamento da ponte de potência são dispositivos semicondutores.

Neste tipo de inversor os semicondutores de potência sempre permanecem polarizados diretamente devido a tensão de alimentação, portanto, é necessário a utilização de comutação forçada quando se emprega tiristores como elementos de chaveamento.

Alternativamente é possível o uso de comutação natural quando se empregam GTOs, transistores bipolares de potência, IGTs ou transistores MOSFET [2].

Quanto a forma de onda dos pulsos de comutação, estes inversores podem ser classificados como:

- Inversores de Onda Quadrada
- Inversores PWM

Nos inversores trifásicos de onda quadrada, também denominados de inversores de onda quasi-quadrada ou de seis estágios, cada uma das suas três saídas, que se conectam ao motor, são chaveadas em cada semi-ciclo entre os terminais positivo e negativo da fonte de alimentação, conforme mostra a Figura 2.11.

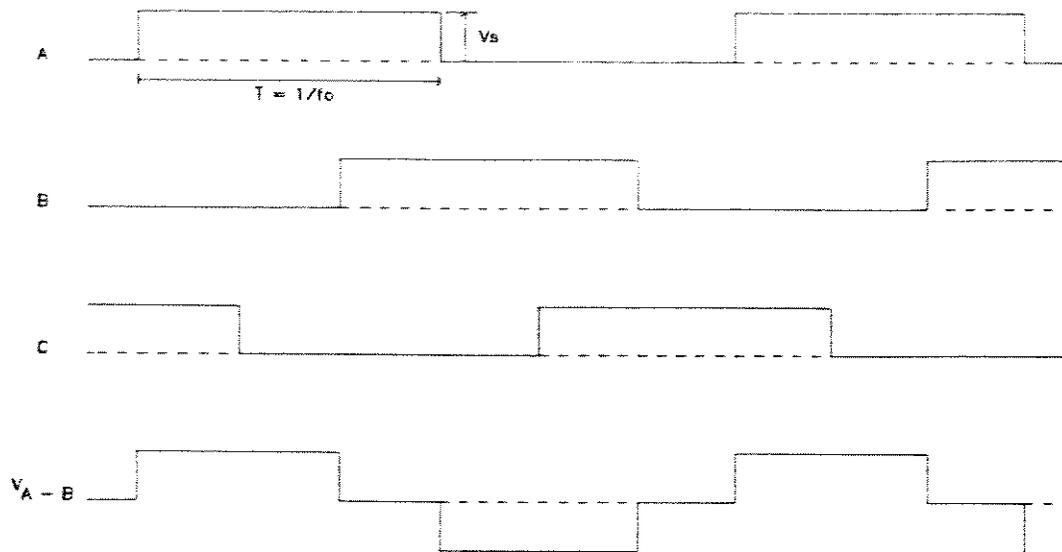


Figura 2.12 - Forma de Onda Quadrada

Esta configuração produz as formas de onda apresentadas na Figura 2.12.

O valor médio da tensão de linha, em meio período, é dado pela equação (2.15), onde V_s é igual ao valor da tensão de alimentação:

$$V_{(A-B)med} = \frac{2V_s}{3} \quad (2.15)$$

Como o motor necessita de uma tensão de alimentação proporcional à frequência é necessário a utilização de uma fonte de tensão variável ou o uso adicional de um chopper para se atender esta condição.

Uma forma de contornar estes problemas é utilizar o conversor de onda quadrada pulsado. A saída deste tipo de inversor está representada na Figura 2.13.

Cada uma das três saídas do inversor alimenta o motor com pulsos de amplitude V_s e largura T_s , durante cada semi-ciclo.

A tensão média de linha em cada semi-ciclo é dada pela equação (2.16):

$$V_{(A-B)med} = V_s \frac{4n}{3} T_s f_c \quad (2.16)$$

Nesta condição, a tensão $V_{(A-B)med}$ é proporcional à frequência de alimentação f_c do motor e assumindo-se que V_s , n e T_s sejam mantidos constantes, o fluxo no entreferro da máquina será mantido constante em todo o intervalo de variação da velocidade. Entretanto, para um número fixo de pulsos por período, o desempenho destes sistemas é limitada para as altas frequências de operação devido a elevada frequência de chaveamento requerida e para as baixas velocidades, devido as pulsações introduzidas no conjugado.

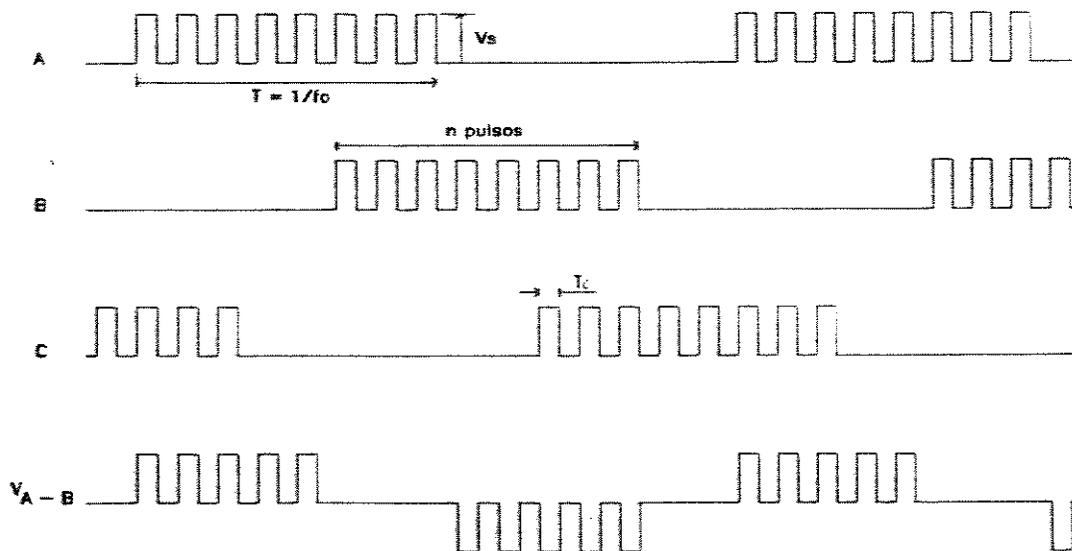


Figura 2.13 - Onda Quadrada Pulsada

O desempenho dos inversores de onda quadrada pode ser melhorada consideravelmente quando se aumenta o número de pulsos por semi-ciclo à medida que se reduz a velocidade do motor. Nestas condições, a largura dos pulsos T_s tem que decrescer na mesma proporção, a fim de se manter constante a relação tensão/frequência. Este aumento no número de pulsos reduz o nível das componentes harmônicas na corrente do motor a níveis comparáveis com aqueles da forma de onda quadrada sem chaveamento. Entretanto, o espectro de harmônicas associado com a forma de onda quadrada sempre implica em perdas significativas no motor e tal fato sempre deve ser levado em consideração.

O desempenho do motor acionado por inversor com forma de onda quadrada pode ser melhorada

utilizando-se técnicas de modulação de largura de pulsos, de forma a se alterar a distribuição do espectro das componentes harmônicas. A obtenção deste tipo de inversor será detalhada no próximo capítulo.

2.6 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. A. HOULDSWORTH e W. B. ROSINK, "Introduction to PWM Speed Control System for 3-Phase Motors", *Electronic Components and Applications*, Vol. 2, nº 2, pp. 66-79, 1980.
- [2] C. W. LANDER, "Power Electronics", McGraw-Hill Inc., 1981
- [3] B. D. BEDFORD e R. G. HOFT, "Principles of Inverter Circuits", John Wiley & Sons Inc., 1964.
- [4] P. C. KRAUSE, "Analysis of electric machinery", McGraw-Hill Book Company, 1986.
- [5] B. K. BOSE, "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1986.

Capítulo 3

MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSOS

3.1 - INTRODUÇÃO

Os métodos para se controlar simultaneamente a tensão e a frequência na saída de inversores alimentados por fonte de tensão (VSI), apresentados anteriormente, apresentam sérias limitações quando a aplicação pretendida exige uma ampla variação de velocidade, situação típica em sistemas de acionamento utilizados em veículos de tração elétrica, onde as taxas de variação podem normalmente ser superiores a 10:1 [1].

Considerando o inversor de onda quadrada pulsado, há o inconveniente de que quando se diminui a frequência de saída o intervalo de tempo entre as comutações aumenta, provocando problemas de saturação o que acarreta perdas excessivas na máquina, por outro lado, quando se aumenta a frequência de saída há de se ter o cuidado de se observar o limite crítico de chaveamento dos elementos da ponte de potência.

Entretanto, é importante notar que nestes tipos de inversores nada é feito a fim de se limitar o conteúdo de harmônicas na corrente do motor, as quais são responsáveis pelo sobreaquecimento de máquina e se constitui em situação indesejável à sua operação.

Uma forma inicialmente proposta para solucionar estes problemas é a de se utilizar técnicas de chaveamento mais elaboradas, de maneira que ao mesmo tempo que se evita problema de saturação, limita-se também o conteúdo de harmônicas na corrente da máquina.

A solução mais simplificada proposta é a de se utilizar um trem de pulsos de chaveamento (portadora), cuja frequência mantém uma relação variável com a frequência de saída do inversor, de forma que à medida que a frequência de operação do motor aumenta, o número de pulsos por período da componente fundamental da tensão sintetizada diminui, tornando assim possível manter a largura dos pulsos dentro de intervalos aceitáveis e ao mesmo tempo controlar o intervalo de tempo entre comutações [2].

Com o desenvolvimento tecnológico na produção de componentes eletrônicos de potência, vem surgindo dispositivos que podem operar com frequências de chaveamento cada vez mais altas, de forma que

o limite crítico de chaveamento tem deixado de ser o motivo principal de preocupação no projeto destes inversores.

Por outro lado, com a rápida evolução das técnicas de fabricação de componentes que empregam larga escala de integração, tem tornado possível a formulação de propostas cada vez mais sofisticadas para a implementação de formas de ondas para os pulsos de comutação as quais visam primordialmente o controle do conteúdo de harmônicas presentes na corrente dos motores, mais notadamente aquelas que empregam modulação por largura de pulsos (técnicas PWM).

Vários desenvolvimentos são encontrados na bibliografia pertinente, que vão desde os sistemas implementados a partir de componentes discretos até aqueles que fazem uso de componentes especialmente desenvolvidos para esta finalidade [3-6].

Para se ter uma visão do estado da arte das técnicas de produção de pulsos de comutação com modulação PWM, torna-se importante proceder uma revisão dos métodos fundamentais até então utilizados.

De uma forma geral, estes métodos de modulação podem ser classificados segundo a forma pela qual se obtém os pulsos modulados [1], sendo que basicamente observa-se que todos eles derivam dos métodos abaixo relacionados e que cuja análise será apresentada a seguir:

- Modulação PWM senoidal,
- Modulação PWM com eliminação de harmônicas,
- Modulação PWM com controle adaptativo de corrente.

3.2 - MODULAÇÃO PWM SENOIDAL

A técnica de modulação PWM senoidal é a mais popular em aplicações industriais e mais discutida na literatura existente. A Figura 3.1 mostra o princípio geral empregado neste método.

O processo de geração dos pulsos de comutação consiste na comparação de uma portadora com forma de onda triangular com um sinal modulante, com forma de onda senoidal, com frequência igual a que se pretende obter na saída do inversor. Para os instantes em que o valor do sinal modulante é maior que o

da portadora permanece acionado o elemento superior da ponte de potência para o ramo correspondente e para os instantes em que o valor do sinal da portadora é maior que o do sinal modulante, permanece acionado o elemento inferior da ponte de potência. A Figura 3.1 mostra a forma de onda dos pulsos de comutação para uma das fases de um inversor trifásico.

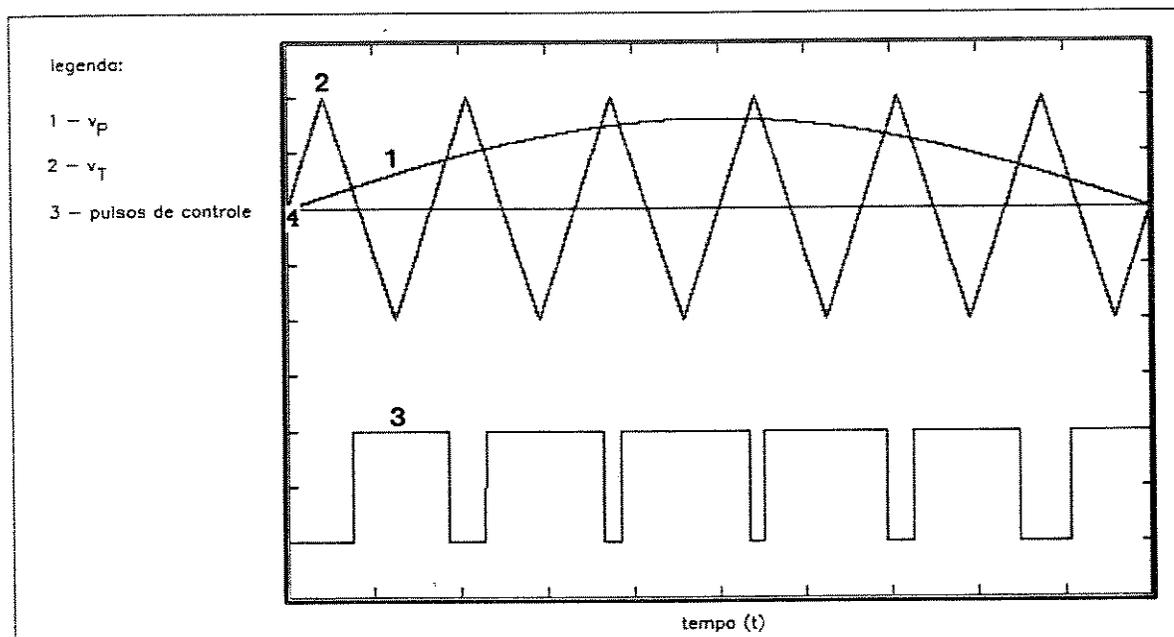


Figura 3.1 - Pulsos com modulação PWM senoidal

Este método também é conhecido como método de triangulação, sub-harmônico ou de sub-oscilação ou ainda método natural.

Neste método, uma mesma portadora pode ser utilizada para as três fases de um inversor trifásico e a largura dos pulsos bem como o intervalo entre os mesmos são modulados senoidalmente, sendo que desta forma a onda de tensão obtida na saída do inversor tem uma componente fundamental cuja frequência e amplitude podem ser variadas variando-se a frequência do sinal modulante.

A análise de Fourier da forma de onda de tensão obtida é relativamente complicada e pode ser representada pela equação (3.1):

$$v(t) = m_a \frac{V_d}{2} \text{sen}(\omega_s t + \phi) + F_{\text{Bessel}}(\text{Têrmos harmônicos}) \quad (3.1)$$

onde m_a corresponde ao índice de modulação, ω_s é a frequência angular do sinal modulante e que corresponde à frequência angular da componente fundamental na saída do inversor e ϕ é um deslocamento

de fase na tensão de saída que depende da posição do sinal modulante em relação a portadora.

O índice de modulação m_a é definida pela relação (3.2):

$$m_a = \frac{V_p}{V_T} \quad (3.2)$$

onde V_p representa o valor de pico da onda modulante e V_T o valor de pico da portadora.

Sob condição ideal o índice de modulação pode variar de 0 a 1, de forma que se obtém uma relação linear entre o sinal modulante e a tensão de saída do inversor. Para $m_a = 1$ obtém-se o máximo valor para a componente fundamental de saída que é igual a $0,5V_d$ [7], correspondendo a 78.5% da tensão fundamental máxima obtida na saída de um inversor de onda quadrada. Este valor pode ser ampliado adicionando-se conteúdo de 3ª harmônica com a onda modulante [8].

A onda PWM de saída do inversor contém harmônicas da portadora com bandas laterais relacionadas com a frequência angular do sinal modulante, que podem ser determinadas a partir da equação (3.3):

$$\omega = M\omega_c \pm N\omega_s \quad (3.3)$$

onde ω_c é a frequência angular da portadora, ω_s é a frequência angular do sinal modulante, M e N são números inteiros, sendo que $M+N$ é um número ímpar.

Para $0 \leq m_a \leq 1$, que corresponde a região linear de modulação, a componente de frequência fundamental da tensão de saída varia linearmente com o fator de modulação m_a . Desta forma o valor eficaz da componente de frequência fundamental da tensão de linha na saída do inversor pode ser obtida através da equação (3.4):

$$V_L = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} m_a V_d = 0.612 m_a V_d \quad (3.4)$$

As componentes harmônicas da tensão de linha podem ser calculadas de forma similar a partir da Tabela 3-1:

Tabela 3-1 - Fatores para Cálculo de Harmônicas - PWM Senoidal

HARMÔNICAS GENERALIZADAS DE V_L PARA m_f ELEVADO
E MÚLTIPLO DE 3

m_a	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
<i>harmônicas:</i>					
1	0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
$m_f \pm 2$	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$m_f \pm 4$	-	-	-	0.005	0.011
$2m_f \pm 1$	0.116	0.200	0.227	0.192	0.111
$2m_f \pm 5$	-	-	-	0.008	0.020
$3m_f \pm 2$	0.027	0.085	0.124	0.108	0.038
$3m_f \pm 4$	-	0.007	0.029	0.064	0.096
$4m_f \pm 1$	0.100	0.096	0.005	0.065	0.042
$4m_f \pm 5$	-	-	0.021	0.051	0.073
$4m_f \pm 7$	-	-	-	0.010	0.030

$$m_f = \omega_c / \omega_s$$

Para valores baixos de m_a as harmônicas de ordem par presentes nas tensões de fase na saída do inversor são eliminadas das tensões de linha de saída quando se utiliza PWM sincronizado e m_f igual a um múltiplo de 3.

RELAÇÃO DE FREQUÊNCIAS

Para aplicações em acionamentos com velocidade variável, a saída do inversor deve fornecer tensão e frequência variáveis. Para velocidades acima da velocidade nominal do motor o inversor opera como um inversor de onda quadrada, de forma que se obtém a máxima tensão de saída. Para velocidades abaixo da velocidade nominal utiliza-se a operação PWM. Como é recomendável que a frequência da portadora seja um múltiplo inteiro da frequência de saída, para frequências muito baixas seria necessário operar o inversor com portadora de frequência muito baixa, o que seria inconveniente para a operação do motor. Desta forma, para estas condições, recomenda-se a operação com m_f variável [9]. A Figura 3.2 apresenta a frequência de chaveamento em função da relação entre a frequência de operação do motor e a sua frequência nominal, para uma situação típica desta aplicação.

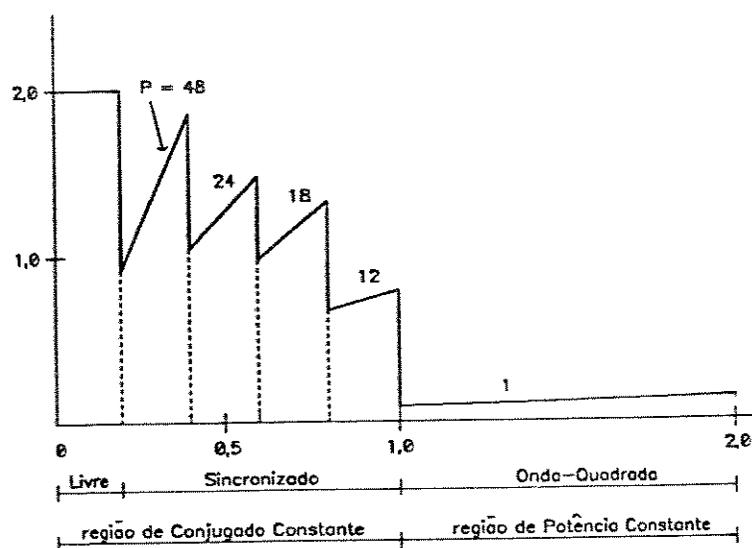


Figura 3.2 - Relação de f_s x f_c para Inversor Transistorizado

Para frequências baixas a frequência da portadora é mantida constante e o inversor opera no modo assíncrono, o que acarreta deslocamento de fase ocasionando problemas de sub-harmônicas, porém este efeito pode ser ignorado quando se utiliza m_f elevado. Para a operação com relação de frequência variável o projeto do circuito gerador dos sinais de controle PWM deve prever uma pequena histerese nos pontos de transição de m_f de maneira a evitar oscilações na tensão de saída do inversor [10].

3.3 - MODULAÇÃO PWM COM ELIMINAÇÃO DE HARMÔNICAS

As harmônicas indesejáveis de onda quadrada bem como a componente fundamental da tensão de saída do inversor podem ser controladas por este método de geração de sinais de controle PWM. Através do mesmo são estabelecidos os pulsos de controle, cuja forma de onda é caracterizada pelos ângulos de comutação predeterminados dos elementos da ponte de potência, de tal forma que o conteúdo de harmônicas seja controlado.

Na Figura 3.3 é apresentado um meio período da forma de onda de controle, a qual mantém simetria em cada quarto de onda. Nota-se que os ângulos dos quatro dentes α_1 , α_2 , α_3 e α_4 podem ser controlados para se eliminar as componentes de terceira harmônicas bem como controlar o valor da componente fundamental. Desta forma, um grande número de componentes podem ser eliminadas, quando se utiliza um

número maior de ângulos de comutação.

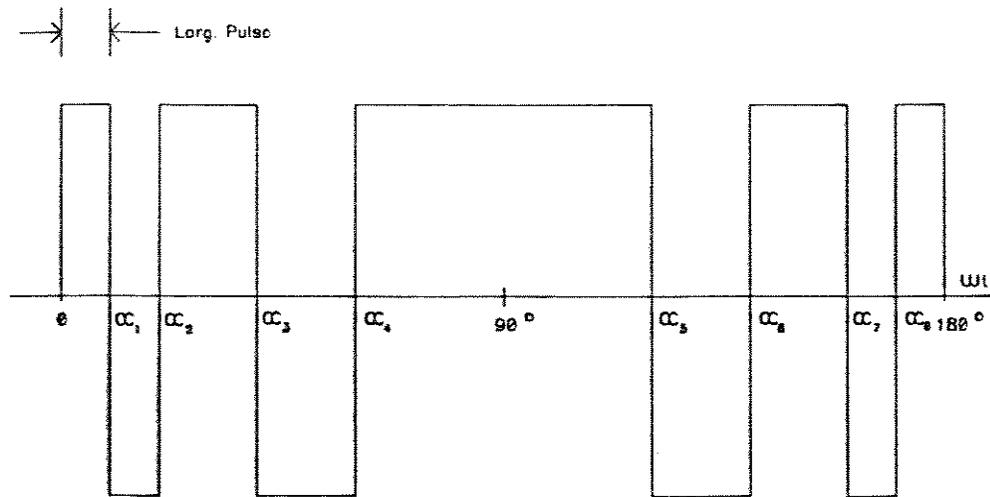


Figura 3.3 - Tensão de Controle com Eliminação de Harmônicas

Vários métodos têm sido apresentados para se determinar os ângulos de comutação na forma de onda de controle [11-18], todos derivando da análise de Fourier da forma de onda do sinal de controle PWM. Uma forma sugerida em [1] propõe a implementação com uso de microcomputador, utilizando-se uma tabela de armazenamento dos ângulos de comutação que é lida sequencialmente durante a operação do inversor. Para um certo comando de tensão de saída, os ângulos são lidos gerando-se a forma de onda do sinal de controle da ponte de potência através de contadores decrescentes, técnica esta utilizada na implementação do HEF4752V, um componente especialmente desenvolvido para esta finalidade [19-20], que emprega larga escala de integração. A Figura 3.4 apresenta análise espectral de um modulador baseado em microcomputador com um tensão de saída de 50% da nominal, onde os ângulos de comutação são armazenados com uma precisão de duas casas decimais.

À medida que a frequência fundamental decresce, o número de ângulos pode ser aumentado de tal forma que um maior número de harmônicas pode ser eliminado. A frequência de comutação pode ser determinada levando-se em consideração as perdas de chaveamento no inversor. A dificuldade presente neste método é que para as baixas frequências torna-se necessário um grande número de ângulos de comutação, de tal forma que a tabela torna-se relativamente grande. Uma forma de contornar este problema é a adoção de um sistema híbrido [1]. Para baixas frequências emprega-se o método da modulação senoidal e para as altas frequências o de eliminação de harmônicas.

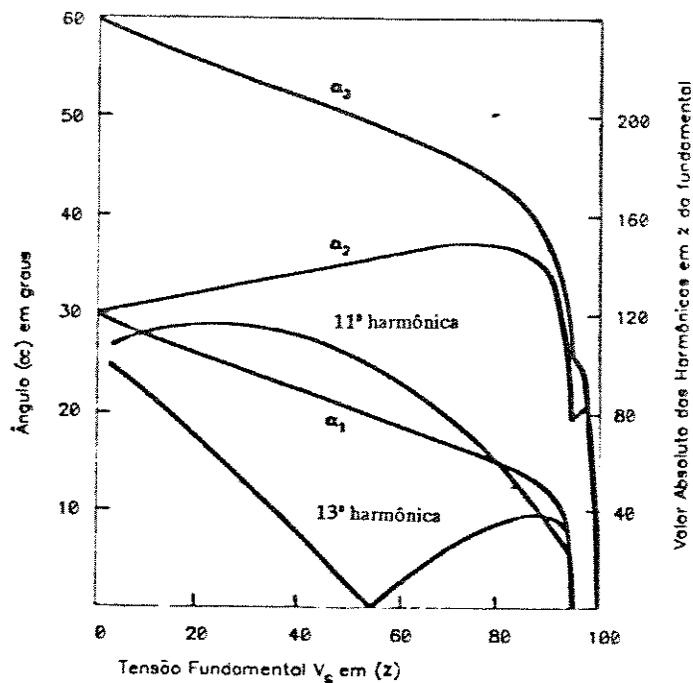


Figura 3.4 - Ângulos de Comutação - Eliminação da 5ª e 7ª harmônicas

3.4 - MODULAÇÃO PWM COM CONTROLE ADAPTATIVO DE CORRENTE

A modulação PWM com eliminação de harmônicas discutida anteriormente pressupõe uma tensão contínua de alimentação idealmente filtrada, situação esta encontrada em aplicações onde o inversor é alimentado através de conjunto de baterias. Para aplicações onde o inversor é alimentado através de retificadores seguidos de filtros LC ou capacitivo, a situação se afasta um pouco desta realidade e uma certa quantidade de ondulação esta presente na tensão de alimentação devido o valor finito dos elementos de filtragem.

A técnica de controle PWM adaptativo ou de banda de corrente, que será apresentado, pode ser empregado para superar estas limitações. Esta técnica é baseada no controle da corrente do motor conforme se pode observar através da Figura 3.5.

Neste método, o circuito de controle gera uma corrente senoidal de referência, de amplitude e frequência desejada, a qual é comparada com a corrente da fase do motor, a sua operação pode ser sintetizada através do diagrama de bloco esquematizado na Figura 3.6:

Como se pode observar, à medida que a corrente na fase do motor excede a referência, acima de

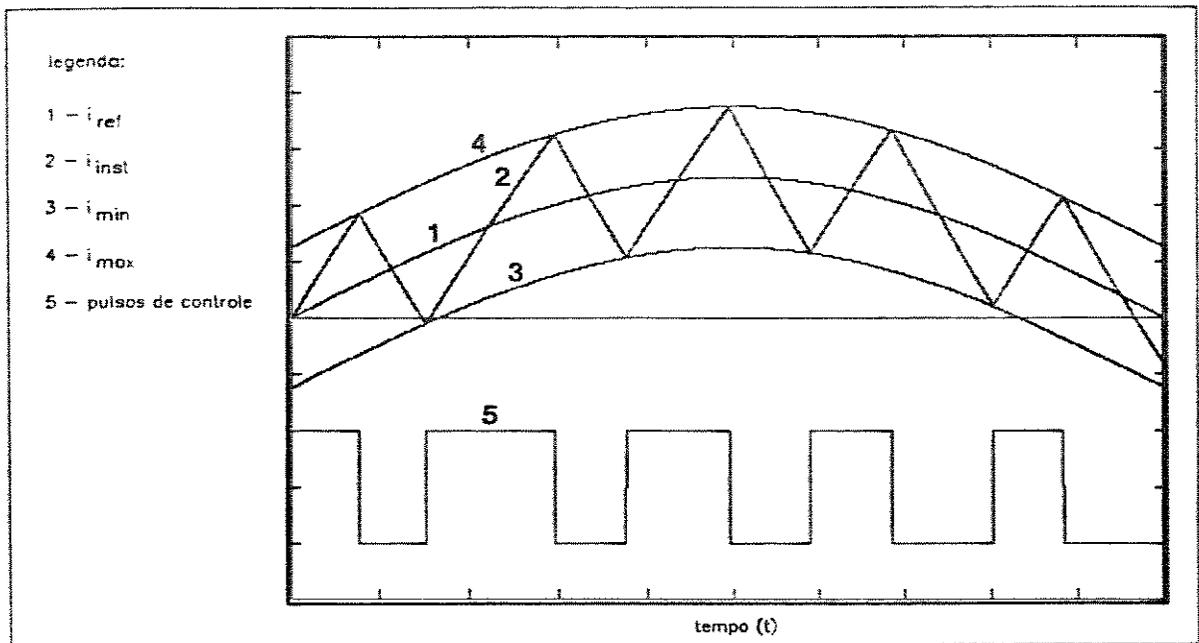


Figura 3.5 - Princípio do PWM Adaptativo - "Bang-Bang"

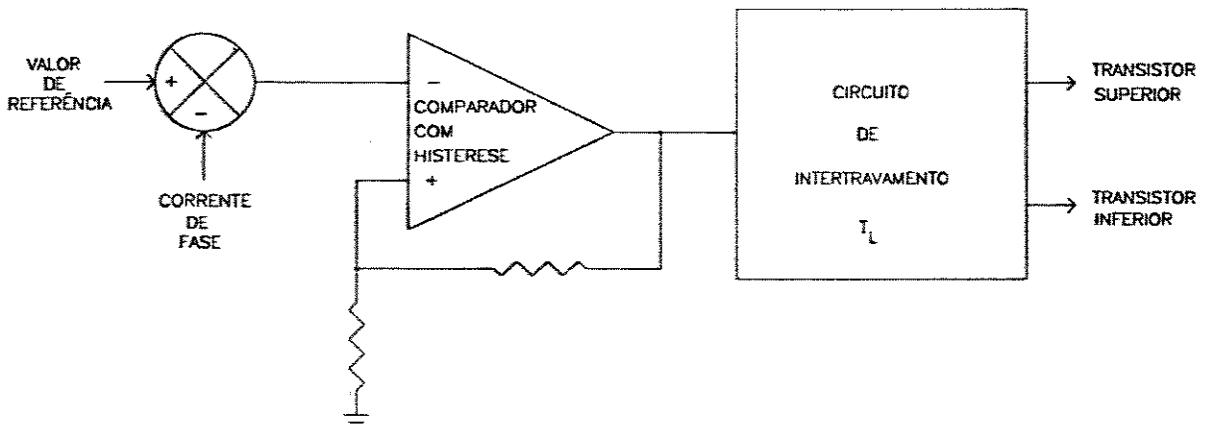


Figura 3.6 - Diagrama de Blocos do Controle Adaptativo

uma banda de histerese, o transistor superior de ramo correspondente da ponte de potência do inversor é bloqueado e entra em condução o transistor inferior do mesmo ramo. Como resultado desta operação, a situação é equivalente a se transicionar a tensão na fase de $0,5V_d$ para $-0,5V_d$, onde V_d é igual a tensão de alimentação (V_{link}), e desta forma a corrente começa a decrescer. Quando a corrente da fase do motor cruza a banda de histerese inferior, o transistor inferior é bloqueado e entra em condução novamente o transistor superior. Desta forma, a corrente do motor é forçada a acompanhar a corrente de referência dentro de um intervalo de histerese, através do chaveamento alternativo dos dois transistores do mesmo ramo da ponte de

potência.

Este tipo de modulação, na realidade, faz com que o inversor opere como uma fonte de corrente, de forma que o valor de pico-a-pico da corrente pode ser controlado independentemente das flutuações presentes na tensão de alimentação, sendo que sua aplicação é altamente interessante para inversores que empregam transistores como elementos de chaveamento, uma vez que os mesmos são bastante sensíveis ao pico de corrente.

As ondulações presentes nas correntes do motor são mantidas dentro de uma banda de operação, relacionada com a banda de histerese, o que proporciona melhor controle na forma de onda de corrente bem como se minimiza o aquecimento da máquina.

Uma das formas de se gerar as correntes de referências para a operação do inversor é empregando-se o Método de Campo Orientado, apresentado em [21], onde através de um modelamento dinâmico da máquina pode ser imposto um perfil de aceleração, conforme o tipo de aplicação que se pretende para o motor. Outra forma de se gerar as correntes de referência é a partir de um modelamento prévio da máquina, relacionado à aplicação que se pretende, contruindo-se uma tabela de valores de corrente que pode ser consultada cíclicamente por um microcomputador que os fornece para um circuito dedicado à geração dos pulsos de controle para a ponte de potência. Através desta técnica é possível utilizar-se o mesmo perfil tanto para aceleração como para a desaceleração da máquina.

3.5 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] B. K. BOSE, "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1986.
- [2] D. A. GRANT, J. A. HOULDSWORTH, K. N. LOWER, "A New High-Quality PWM AC Drive", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 19, Nº 2, pp-211-216, Mar/Abr. 1983.
- [3] T. MAZUR, "A ROM-Digital Approach to PWM-Type Speed Control of AC Motors", AN-733, Motorola Semiconductor Products Inc., 1974.
- [4] B. W. WILLIAMS, "Microprocessor Control of DC 3-Phase Thyristor Inverter Circuits", IEEE Trans. on Ind. Electronics and Control Instr., Vol. 27, Nº 3, pp. 223-228, Ago. 1980.
- [5] K. S. RAJASHEKARA e J. VITHAYATHIL, "Microprocessor Based Sinusoidal PWM Inverter by DMA Transfer", IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol. 39, Nº 1, pp. 46-51, Fev. 1982.
- [6] V. V. ATHANI e S. M. DESHPANDE, "Microprocessor Control of a Three-Phase Inverter in Induction Motor Speed Control System", IEEE Trans. on Ind. Electronics and Control Instr., Vol. 27, Nº 4, pp. 291-298, Nov. 1980.
- [7] N. MOHAN, T. M. UNDELAND, W. P. ROBBINS, "Power Electronics: Converters, Applications, and Design", John Wiley & Sons, 1989.
- [8] J. A. HOULDSWORTH e D. A. GRANT, "The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 20, Nº 5, pp. 1224-1228, Set/Out. 1984.
- [9] R. D. ADAMS e R. S. FOX, "Several Modulation Techniques for a Pulsewidth Modulated Inverter", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 8, Nº 5, pp. 636-643, Set/Out. 1972.
- [10] D. A. GRANT e R. SEIDNER, "Ratio changing in pulse-width-modulated inverters", IEE Proc., Vol. 128, Nº 5, pp. 243-248, Set. 1981.
- [11] P. N. ENJETI, et ali, "A New PWM Speed Control System for High-Performance ac Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol. 37, Nº 2, pp. 143-151, Abr. 1990.
- [12] D. A. GRANT, "Technique for pulse dropping in pulse-width modulated inverters", IEE Proc., Vol. 128, Nº 1, pp. 67-72, Jan. 1981.
- [13] S. R. BOWES e T. DAVIES, "Microprocessor-based development system for PWM variable-speed drives", IEE Proc., Vol. 132, Nº 1, pp. 18-45, Jan. 1985.
- [14] S. R. BOWES, "Microprocessor control of PWM inverters", IEE Proc., Vol. 128, Nº 6, pp. 293-305, Nov. 1981.
- [15] S. R. BOWES, "Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power convertors", IEE Proc., Vol. 122, Nº 5, pp. 507-513, Mai. 1975.
- [16] S. R. BOWES, "New sinusoidal pulsewidth-modulated inverter", IEE Proc., Vol. 122, Nº 11, pp.

1279-1285, Nov. 1975.

- [17] S. R. BOWES, "Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives", IEE Proc., Vol. 132, Nº 3, pp. 133-148, Mai. 1985.
- [18] S. R. BOWES, "New PWM switching strategy for microprocessor controlled inverter drives", IEE Proc., Vol. 133, Nº 4, pp. 237-254, Jul. 1986.
- [19] J. A. HOULDSWORTH e B. ROSINK, "Introduction to PWM speed contro-system for 3-phase AC motors", Electronic Comp. and Appl., Vol. 2, Nº 2, pp. 66-79, Fev. 1980.
- [20] B. G. STARR e J. C. F. van LOON, "LSI circuit for AC motor speed control", Electronic Comp. and Appl., Vol. 2, Nº 4, pp. 219-229, Ago. 1980.
- [21] E. PINHEIRO, et ali, "Aplicação de um Controlador do Tipo Histerese, baseado na Técnica de Orientação de Fluxo, na Geração de um Perfil de Velocidade para um Motor de Indução", paper apr. 9º CBA-UFES/Vitória/ES, 1992.

Capítulo 4

SIMULAÇÃO DIGITAL DO MOTOR DE INDUÇÃO

4.1 - INTRODUÇÃO

As equações diferenciais que descrevem o comportamento do motor de indução são equações não lineares [1] e para se ter uma idéia do comportamento do mesmo, quando alimentado através de conversores de frequência, podem ser utilizadas técnicas de simulação com o auxílio de computadores digitais [2-4], com o emprêgo de programas desenvolvidos para esta finalidade [5-6].

Há vários métodos de se formular as equações da máquina de indução para este propósito, o utilizado aqui é o método das equações de *PARK* e apresentado em [7].

4.2 - MODELO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Para a simulação do motor de indução trifásico operando com velocidade variável torna-se necessário levar em consideração o seu modelo dinâmico.

Como o comportamento dinâmico do motor é relativamente complexo, uma vez que devido o efeito de acoplamento entre as fases do estator e do rotor faz com que os coeficientes das equações diferenciais sejam variáveis, dependendo da posição do rotor, desta forma para se analisar o seu o comportamento torna-se interessante a adoção de um sistema de referência apropriado, de tal forma que quando as equações diferenciais do modelo são referidas ao mesmo, obtém-se como resultado equações de coeficientes constantes, tornando simplificada a análise dos resultados além de proporcionar recursos para o estudo das condições de saturação.

Quando o sistema de tensões de alimentação é trifásico simétrico, o que usualmente é válido quando se trata de alimentação por conversores de frequência, é possível utilizar a teoria dos eixos *d-q* no modelamento do motor. Através destas transformações os parâmetros variáveis com o tempo são transformados e as variáveis e parâmetros são expressos em relação a eixos ortogonais, ou mutuamente

desacoplados, ou seja, direto (d) e em quadratura (q). O modelo dqo da máquina pode ser expresso tanto numa referência estacionária como numa girante. Empregando-se referência estacionária os eixos d^s e q^s são fixos no estator, enquanto que quando se emprega uma referência girante os eixos podem estar fixos no rotor ou girar a velocidade síncrona.

Para o modelamento do motor, quando alimentado através de conversores de frequência, a adoção de um sistema de referência girando síncronamente é a mais recomendada.

A seguir serão apresentadas as equações diferenciais que representam o modelo do motor para esta referência.

4.3 - EQUAÇÕES DE TRANSFORMAÇÃO dqo

Adotando-se um sistema de referência $d-q$ girando síncronamente, isto é, com a mesma velocidade do campo girante da máquina, conforme ilustrado na Figura 4.1, e com o emprêgo de relações trigonométricas obtém-se equações que descrevem o comportamento do motor em relação a este sistema de coordenadas.

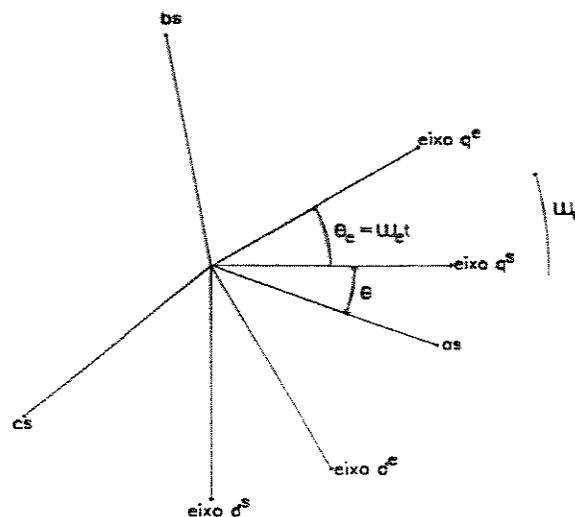


Figura 4.1 - Diagrama Fasorial abc/dqo

A transformação entre tensões de fase v_{as} , v_{bs} , v_{cs} e as tensões de eixo em quadratura e eixo direto, com referência fixa no estator v_{q^s} , v_{d^s} e v_{o^s} é obtida através da equação (4.1), sendo que a transformação inversa se obtém através da equação (4.2):

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{q^s} \\ v_{d^s} \\ v_{0^s} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_{q^s} \\ v_{d^s} \\ v_{0^s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \sin\theta & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Sem perda de generalidade é possível fixar o eixo q^s coincidente com o eixo a , fazendo-se $\theta = 0$, desta forma obtém-se as equações (4.3) e (4.4):

$$\begin{aligned} v_{as} &= v_{q^s} \\ v_{bs} &= -\frac{1}{2}v_{q^s} - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{d^s} \\ v_{cs} &= -\frac{1}{2}v_{q^s} + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{d^s} \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} v_{q^s} &= \frac{2}{3}v_{as} - \frac{1}{3}v_{bs} - \frac{1}{3}v_{cs} = v_{as} \\ v_{d^s} &= -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}}v_{cs} \end{aligned} \quad (4.4)$$

As tensões referidas aos eixos estacionários d^f - q^f são transformadas para os eixos em quadratura e direto que giram sincronamente através do sistema de equações (4.5):

$$\begin{aligned} v_{q^f} &= v_{q^s} \cos\omega_e t - v_{d^s} \sin\omega_e t \\ v_{d^f} &= v_{q^s} \sin\omega_e t + v_{d^s} \cos\omega_e t \end{aligned} \quad (4.5)$$

sendo que a transformação inversa é obtida através do sistema de equações (4.6):

$$\begin{aligned}
v_{qs}^s &= v_{qs} \cos \omega_e t + v_{ds} \sin \omega_e t \\
v_{ds}^s &= -v_{qs} \sin \omega_e t + v_{ds} \cos \omega_e t
\end{aligned}
\tag{4.6}$$

As tensões do estator referidas ao sistema de referência que gira sincronamente são obtidas através das equações (4.7)

$$\begin{aligned}
v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_e \lambda_{ds} \\
v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_e \lambda_{qs}
\end{aligned}
\tag{4.7}$$

As tensões do rotor também referidas a este mesmo sistema de referência são obtidas através do sistema de equações (4.8):

$$\begin{aligned}
v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \\
v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}
\end{aligned}
\tag{4.8}$$

Considerando-se as indutâncias próprias do estator e do rotor obtidas através das equações (4.9):

$$\begin{aligned}
L_s &= L_{ls} + L_m \\
L_r &= L_{lr} + L_m
\end{aligned}
\tag{4.9}$$

as expressões dos fluxos concatenados quando referidas a estes eixos são dadas através do sistema de equações (4.10):

$$\begin{aligned}
\lambda_{qs} &= L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \\
\lambda_{qr} &= L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \\
\lambda_{ds} &= L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \\
\lambda_{dr} &= L_{lr} i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr})
\end{aligned}
\tag{4.10}$$

O conjugado eletromagnético T_e desenvolvido pelo motor a partir das variáveis dqo é obtido através da equação (4.11):

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\lambda_d i_{qs} - \lambda_q i_{ds}) \quad (4.11)$$

Considerando a operação do motor com um conjugado de carga T_c o comportamento dinâmico do sistema é descrito pela equação diferencial (4.12):

$$T_e - T_c = \frac{2}{P} J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (4.12)$$

onde J representa a combinação do momento de inércia do motor e da carga.

A Figura 4.2 representam o circuito elétrico equivalente do motor para o eixo direto (d) do sistema de referência que gira sincronamente.

Sendo que a Figura 4.3 representa o circuito elétrico equivalente do motor para o eixo em quadratura (q) em relação a este mesmo sistema de referência.

E a Figura 4.4 representa o circuito elétrico equivalente de sequência zero para este mesmo modelo.

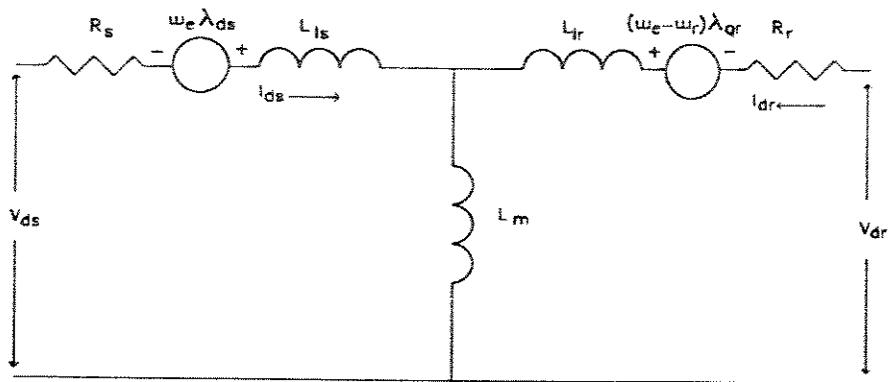


Figura 4.2 - Circuito elétrico equivalente do eixo d

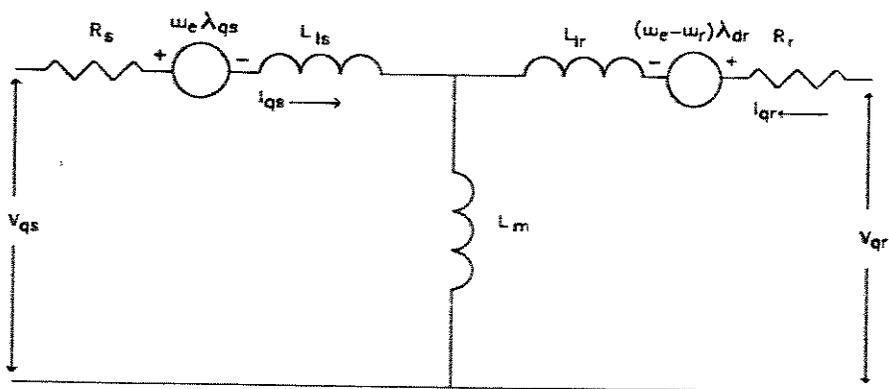


Figura 4.3 - Circuito elétrico equivalente do eixo q

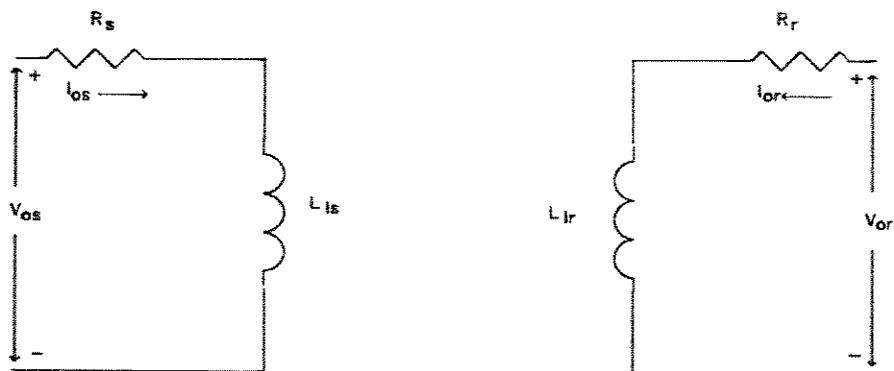


Figura 4.4 - Circuito elétrico equivalente de sequência zero

4.4 - SIMULAÇÃO DA OPERAÇÃO DO MOTOR COM INVERSOR DO TIPO PWM

A operação do motor de indução alimentado através de um inversor VSI, que emprega técnica de comutação PWM, pode ser analisada a partir do modelamento do inversor de onda quadrada.

A tensão de fase, na saída do inversor de onda quadrada, pode ser representada de forma aproximada por série de Fourier, desta forma, para operação balanceada, a tensão da fase a é representada pela equação (4.13):

$$v_{\alpha} = \frac{2V_d}{\pi} (\cos\omega_e t + \frac{1}{5}\cos5\omega_e t + \frac{1}{7}\cos7\omega_e t + \dots) \quad (4.13)$$

onde, V_d representa a tensão contínua fornecida pela fonte de tensão que alimenta o inversor.

Em operação normal as tensões de fase na saída do inversor podem ser consideradas como um sistema trifásico e simétrico de tensões, formado pelas componentes fundamentais e as harmônicas de ordem 5, 7, 11, 13, etc.

As tensões das fase b e c são obtidas a partir da equação (4.13), substituindo-se $\omega_e t$, por $\omega_e t - 2\pi/3$ e $\omega_e t + 2\pi/3$, respectivamente. Portanto, a amplitude destas tensões, tanto da componente fundamental como das harmônicas podem ser determinadas a partir do valor instantâneo da tensão de alimentação do inversor V_d .

Transformando-se estas tensões para o sistema de referência dqo , que gira sincronamente, através do sistema de equações (4.4) e (4.5), obtém-se o sistema de equações (4.14):

$$\begin{aligned} v_{\alpha} &= 2\frac{V_d}{\pi} \left(1 + \frac{2}{35}\cos6\omega_e t - \frac{2}{143}\cos12\omega_e t + \dots \right) \\ v_{\beta} &= 2\frac{V_d}{\pi} \left(\frac{12}{35}\sin6\omega_e t - \frac{24}{143}\sin12\omega_e t + \dots \right) \end{aligned} \quad (4.14)$$

A velocidade de rotação do sistema de referência síncrono depende da velocidade angular elétrica

da componente fundamental de tensão aplicada ao estator do motor, que por sua vez está relacionada com a frequência de comutação do inversor.

Os termos entre os parêntesis da equação (4.14) podem ser definidos como duas variáveis através das equações (4.15):

$$\begin{aligned} g_{\varphi} &= 1 + \frac{2}{35}\cos 6\omega_e t - \frac{2}{143}\cos 12\omega_e t + \dots \\ g_{\delta} &= \frac{12}{35}\sin 6\omega_e t - \frac{24}{143}\sin 12\omega_e t + \dots \end{aligned} \quad (4.15)$$

e assim as tensões de alimentação do motor quando referidas ao sistema *dqo* passam a ser obtidas através das equações (4.16):

$$\begin{aligned} v_{\varphi} &= 2\frac{V_d}{\pi}g_{\varphi} \\ v_{\delta} &= 2\frac{V_d}{\pi}g_{\delta} \end{aligned} \quad (4.16)$$

Para a operação do inversor em modo PWM, as tensões de fase de alimentação do motor podem ser representadas pelo produto das tensões com forma de onda quadrada e um trem de pulsos de amplitude unitária e modulados em largura de acordo com o método de modulação desejado.

Uma forma de simulação deste sistema é proposta em [1], e apresentada a seguir, sendo que foram introduzidas algumas modificações de forma a tornar possível a análise do comportamento do sistema inversor/motor empregando-se taxa de pulsos variável.

Neste modelamento foi considerado um trem de pulsos distribuídos simetricamente em relação a componente fundamental de tensão na saída do inversor, conforme é mostrado na Figura 4.5, cujo período T é dado pela equação (4.17):

$$T = \frac{2\pi}{N_p \omega_e} \quad (4.17)$$

onde ω_e é igual a frequência angular instantânea de operação do inversor e N_p representa o número de pulsos

contidos dentro de um período da componente fundamental de tensão sintetizada.

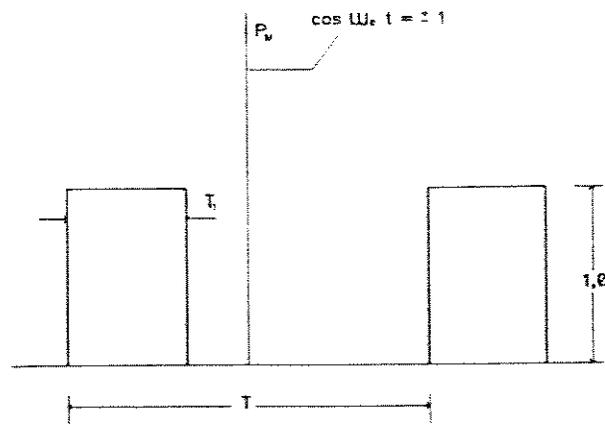


Figura 4.5 - Trem de Pulsos PWM

A largura dos pulsos T_1 é fixada a partir do período da frequência angular nominal do motor ω_b conforme a equação (4.18):

$$T_1 = \frac{2\pi}{N_p \omega_b} \quad (4.18)$$

Relacionando-se a frequência angular instantânea de operação do motor com a frequência angular base através da equação (4.19):

$$f_r = \frac{\omega_r}{\omega_b} \quad (4.19)$$

Verifica-se facilmente que a relação entre a largura do pulso T_1 e o seu período T também mantém a mesma relação f_r e desta forma, à medida que se varia a frequência angular da tensão de saída do inversor, varia-se também na mesma proporção a relação entre a largura do pulso e o seu período e considerando que o valor médio das tensões de fase na saída do inversor depende desta relação, torna-se possível assim manter constante o fluxo no entreferro do motor, de modo que quando o inversor estiver operando na frequência angular nominal do motor, atinge-se o modo de chaveamento de onda-quadrada.

O trem de pulsos pode ser representado matematicamente, empregando-se série de Fourier, através da equação (4.20):

$$P_M = f_r + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n\pi} \left[\text{sen}N_p f_r n \omega_b t - \text{sen}N_p f_r n \omega_b \left(t - \frac{2\pi}{N_p \omega_b} \right) \right] \quad (4.20)$$

O desenvolvimento matemático para obtenção desta expressão é apresentado no Apêndice A.

Incorporando-se P_M , como um fator de modulação às expressões das tensões v_{qs} e v_{ds} do inversor de onda quadrada, representadas pelo sistema de equações (4.16), obtém-se as equações de tensões referidas no sistema *dqo* para o inversor PWM (4.21):

$$\begin{aligned} v_{qs} &= \frac{2}{\pi} V_d P_M g_{qs} \\ v_{ds} &= \frac{2}{\pi} V_d P_M g_{ds} \end{aligned} \quad (4.21)$$

O acionamento do motor alimentado através de um inversor alimentado por fonte de tensão com modulação por largura de pulsos, foi simulado tendo em vista a pretensão de se aplicar o conjunto inversor/motor nos sistemas de acionamento de direção e tração de um veículo auto-guiado.

As rotinas de simulação utilizando o programa de simulação digital TUTSIM são apresentadas no Apêndice B.

Foi adotada a estratégia de variação do número de pulsos da portadora dentro do ciclo da tensão sintetizada de acordo como a que ocorre no circuito integrado HEF4752V.

Também foram considerados três perfis de aceleração, a saber:

- Perfil de aceleração linear,
- Perfil de aceleração cossenoidal,
- Perfil de aceleração sigmoidal.

Os dados empregados nas simulações foram extraídos de um motor de indução do tipo gaiola de esquilo com potência nominal de 1 HP, conforme mostra a Tabela 4-1:

Tabela 4-1 - Parâmetros elétricos do Motor

Tensão Nominal.....	75 V
Corrente Nominal.....	4,1 A
Frequência Nominal.....	60 Hz
Polos.....	4
Resistência do Estator.....	4,983300 Ω
Resistência do Rotor.....	3,016700 Ω
Indutância do Estator (L_s).....	0,148933 H
Indutância do Rotor (L_r).....	0,154167 H
Indutância de Magnetização (L_m).....	0,138465 H
Momento de Inércia (J_m).....	0,001600 Kg-m ²

As a seguir apresentam os resultados obtidos nas simulações para os diferentes perfis propostos.

A Figura 4.6 apresenta o comportamento de i_a e ω_r do motor para um perfil de velocidade linear.

A Figura 4.7 apresenta o comportamento de i_a e ω_r do motor para um perfil de velocidade cossenoidal.

A Figura 4.8 apresenta o comportamento de i_a e ω_r do motor para um perfil de velocidade sigmoidal.

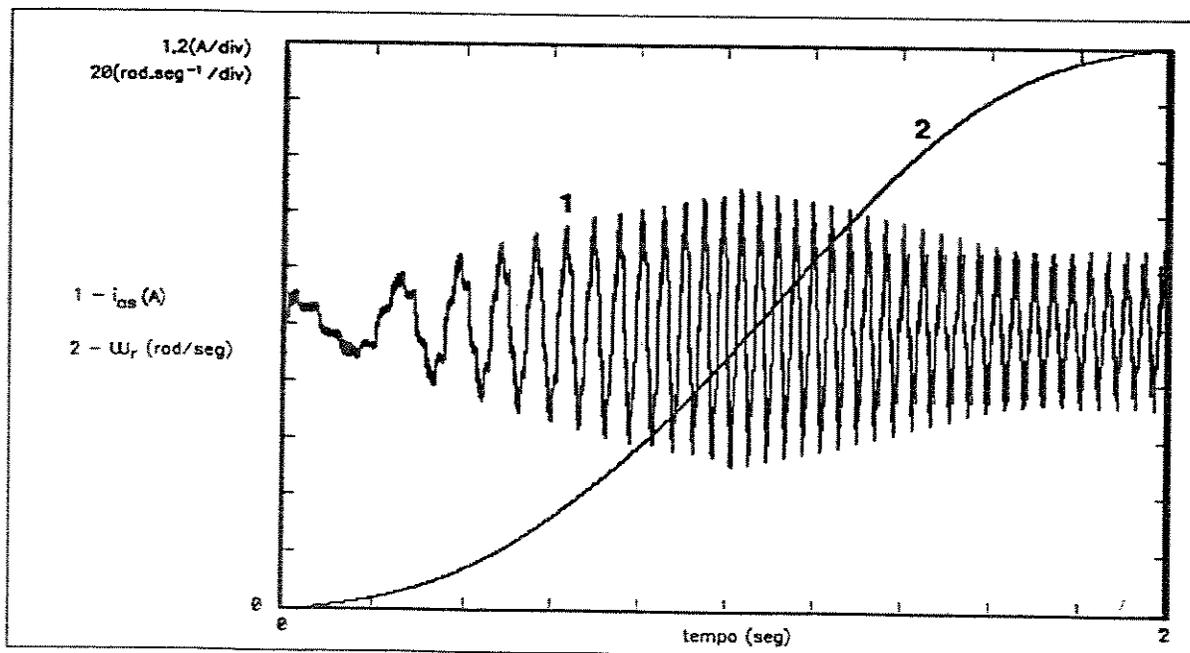


Figura 4.6 - i_a/ω_r x Tempo (perfil linear)

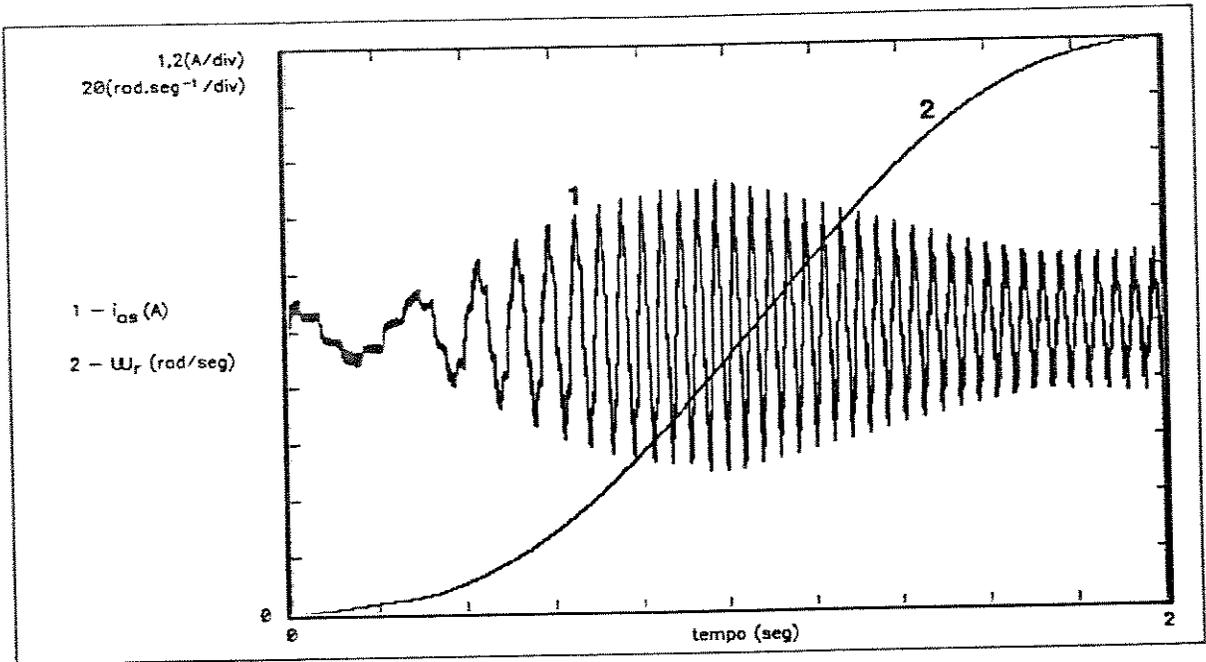


Figura 4.7 - i_a/ω_r x Tempo (perfil cossenoidal)

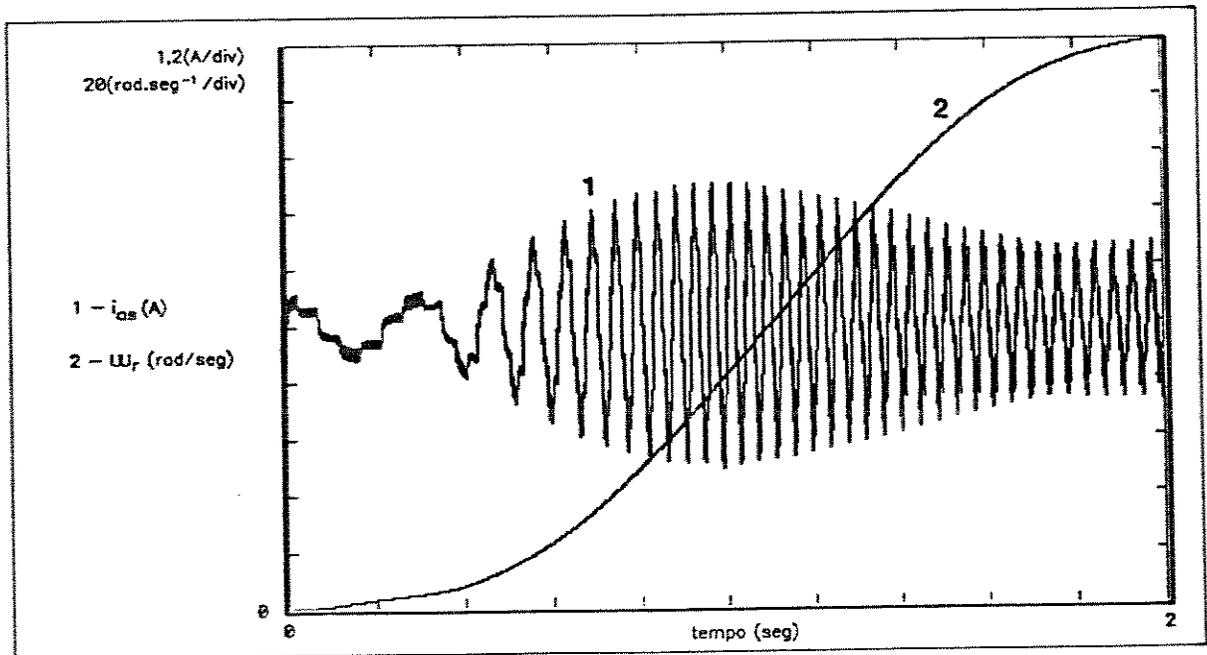


Figura 4.8 - i_a/ω_r x Tempo (Perfil sigmoidal)

4.5 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] P. C. KRAUSE, "Analysis of Electric Machinery", Mc-Graw Hill Book Company, 1986.
- [2] S. R. BOWES e R. R. CLEMENTS, "Digital computer simulation of variable-speed PWM inverter-machine drives", IEE Proc., Vol. 130, Nº 3, pp. 149-160, Mai. 1983.
- [3] A. K. DE SARKAR e G. J. BERG, "Digital Simulation of Three-Phase Induction Motors", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. 80, Nº 6, pp. 1031-1037, Jul/Ago. 1970.
- [4] P. C. KRAUSE e C. H. THOMAS, "Simulation of Symmetrical Induction Machinery", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. 84, Nº 11, pp. 1038-1052, Nov. 1965
- [5] TUTSIM for IBM PC, "Interactive Simulation Language", Users Manual, Meerman Automatisering, 1986.
- [6] SSPA, "Simnon - Users Guide for MS-DOS Computers", SSPA Systems, 1990.
- [7] B. K. BOSE, "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1986.

Capítulo 5

INTERFACE DE CONTROLE PWM PARA MICROCOMPUTADOR

5.1 - INTRODUÇÃO

Desenvolveu-se uma interface controladora para inversores trifásicos do tipo PWM (Modulação por Largura de Pulso), com alimentação por tensão, para uso em microcomputador da linha PC.

Através de programa aplicativo, é possível, com total flexibilidade, a obtenção dos pulsos PWM que controlam duas pontes trifásicas de potência, do tipo transistorizada.

A configuração utilizada, além de propiciar ótima estabilidade de operação, emprega um mínimo de componentes, sendo que desta forma o seu custo é relativamente baixo quando comparado com soluções até então apresentadas.

Como elemento principal do projeto, optou-se pelo uso do circuito integrado LOC MOS HEF4752V [1-2], que é fabricado utilizando-se da tecnologia LSI (Integração em Larga Escala), o qual produz os pulsos PWM e que para seu funcionamento necessita de vários sinais de controle, com forma de onda quadrada.

A interface com o barramento do microcomputador é mapeada como expansão de Entrada/Saída [3-4], sendo que endereço base pode ser selecionado através de micro-chaves seletoras.

A seguir é apresentado o diagrama de blocos deste sistema onde se procura evidenciar as partes mais importantes que compõem o circuito. Na descrição dos blocos são acrescentadas algumas informações relativas à programação dos componentes envolvidos [5-10], para servir de auxílio no desenvolvimento dos programas necessários à operação da interface.

5.2 - DIAGRAMA DE BLOCOS

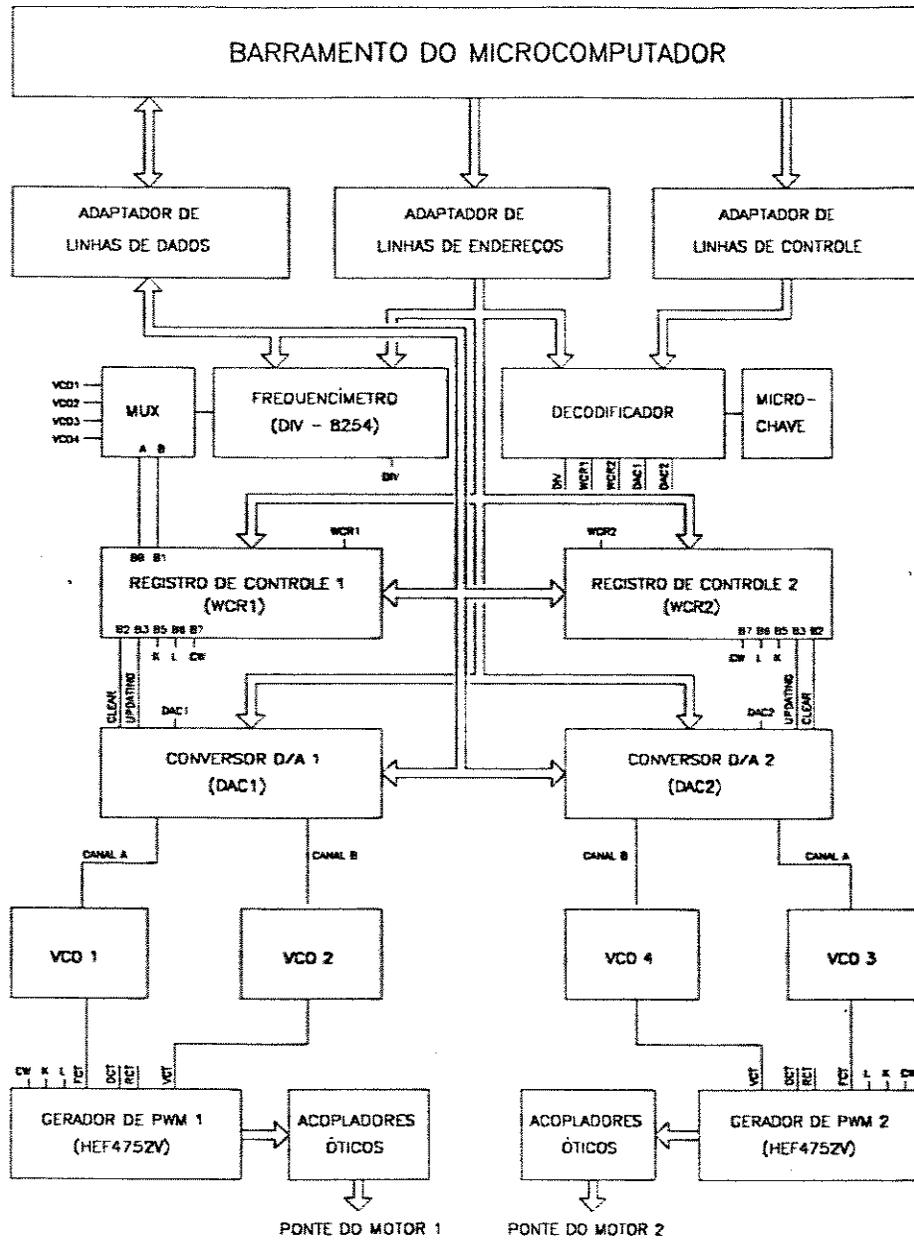


Figura 5.1 - DIAGRAMA DE BLOCOS

5.3 - DESCRIÇÃO DOS BLOCOS

5.3.1 - ADAPTADOR DE LINHAS DE DADOS

O circuito adaptador de linhas de dados é implementado a partir do circuito integrado U1 (74LS245). A direção do fluxo de dados é determinada pelo nível lógico presente em seu pino 1 (DIR), fornecido pelo sinal BIOR. Para evitar colisões no barramento de dados do microcomputador, este circuito é habilitado através de um sinal de nível lógico 0 no pino 19. Este sinal é resultante da operação lógica OU entre os sinais VMA e IORW, sendo que IORW é o resultado da operação lógica E entre os sinais BIOR e BIOW. Nesta configuração a interface somente é acessada quando ocorrer uma operação de escrita ou leitura no intervalo de endereços mapeado pelo circuito decodificador.

5.3.2 - ADAPTADOR DE LINHAS DE ENDEREÇOS E CONTROLE

Os circuitos adaptadores de linhas de endereço e controle é implementado a partir dos circuitos integrados U2 e U3 (74LS244) que têm a função de proteger o barramento do microcomputador tanto contra sobrecarga bem como contra eventual curto-circuito. Estes circuitos fornecem, em suas saídas, os sinais de endereço, de controle e o sinal BOSC, que é um sinal padrão no barramento do microcomputador e tem forma de onda quadrada com frequência de 14.318.180 HZ, o qual após ser dividido por 2 através do circuito integrado U10 (74F74), serve como base de tempo para o divisor 1 do frequencímetro e ainda se constitui no sinal OCT, o qual, também dividido por 2 pelo circuito integrado U10 se constitui no sinal RCT, cujas funções serão descritos no bloco gerador de sinais PWM.

5.3.3 - DECODIFICADOR

O circuito decodificador de endereços é implementado a partir dos circuitos integrados U4 (74LS688), U5 (74LS138) e U8 (74LS00) e da micro-chave de 8 polos DIP1. Através dos sinais de endereços A1 a A9 e dos sinais de controle BIOR e BIOW e conforme o ajuste da micro-chave, é decodificado um bloco de 16 endereços, com início no endereço base. Os sinais de saída deste circuito são utilizados para

habilitar os conversores D/A, os registros de controle e o circuito integrado divisor empregado no frequencímetro.

A seguir são identificadas as suas saídas bem como o intervalo de endereço mapeado, a partir de um endereço base XXXXh:

AD1 - XXXXh + 0000h a XXXXh + 0003h - Conversor D/A 1

AD2 - XXXXh + 0004h a XXXXh + 0007h - Conversor D/A 2

DIV - XXXXh + 0008h a XXXXh + 000bh - Divisor

WCR1- XXXXh + 000ch a XXXXh + 000dh - Reg. de Controle 1

WCR2- XXXXh + 000eh a XXXXh + 000fh - Reg. de Controle 2

O endereço base é ajustado através da micro-chave de 8 bits DIP1, sendo que as posições 1 e 2 devem sempre estar na posição desligada. O byte ajustado por esta chave constitui a entrada Q do comparador digital de 8 bits, implementado pelo circuito integrado U4 (74LS688). A parte mais significativa da entrada P do comparador é constituída pelas linhas de endereço BA4 a BA9, de tal forma que quando houver coincidência com o endereço ajustado o comparador fornece um sinal VMA de nível baixo, que habilita o decodificador de endereços U5 (74LS138), que tem como entradas as linhas de endereços BA1 a BA3. Para prevenir a validação de uma operação de E/S durante um ciclo de refrescamento de memória do microcomputador, o decodificador é inibido durante esta operação pelo sinal BAEN, que nesta condição se mantém em nível lógico 1.

Para a configuração padrão da interface, a micro-chave deverá estar ajustada nas seguintes posições:

DIP1 - 1 - desligada

DIP1 - 2 - desligada

DIP1 - 3 - ligada

DIP1 - 4 - ligada

DIP1 - 5 - ligada

DIP1 - 6 - ligada

DIP1 - 7 - desligada

DIP1 - 8 - desligada

ENDEREÇO BASE = 0300h

5.3.4 - FREQUENCÍMETRO

O frequencímetro é implementado a partir do circuito integrado divisor U6 (8254) e é empregado para verificar a frequência de saída dos osciladores controlados por tensão (VCOs), que fornecem os sinais

de onda quadrada necessários para a operação dos circuitos geradores de pulsos PWM.

Este divisor incorpora 3 divisores programáveis de 16 bits, designados DIV0, DIV1 e DIV2, cujas funções são descritas a seguir.

DIVISOR 2

SINAL DE ENTRADA:

Sinal fornecido pelo circuito integrado U10:A, correspondendo ao BOSC (14.318.180 Hz) dividido por 2.

SINAL DE SAÍDA:

OCT: Sinal de forma de onda quadrada com fator de ciclo de 50%, necessário para a operação do circuitos integrados geradores de pulsos de controle PWM.

RCT: Sinal de forma de onda quadrada com fator de ciclo de 50%, correspondendo ao sinal OCT dividido por 2 pelo circuito integrado U10:B, também necessário para a operação do circuitos integrados geradores de pulsos de controle PWM.

MODO DE OPERAÇÃO:

MODO 3: Corresponde a operação como contador com autocarga, ou seja, como um divisor de onda quadrada, portanto o byte de controle para a sua programação deverá ser sempre B6h.

FATOR DE DIVISÃO:

Na operação padrão o fator adotado é 5, que faz com que a frequência do sinal OCT seja igual a 1.431.818 Hz.

DIVISOR 1

SINAL DE ENTRADA:

OCT: Correspondente a saída do divisor 2, que após dividido um fator adequado é utilizado para gerar a base de tempo para o divisor 0, que é empregado como contador de pulsos do frequencímetro.

SINAL DE SAÍDA:

Base de tempo para o frequencímetro, cujo valor é ajustado pelo programa de controle. Na configuração padrão esta base de tempo é calibrada para 1 milissegundo. Este sinal permanece em nível lógico 0 durante o tempo em que o divisor estiver decrementando seu registrador. Após ser invertido pelo circuito integrado U15 este sinal é aplicado na entrada de controle do divisor 0, habilitando-o para a operação de

contagem.

MODO DE OPERAÇÃO:

MODO 0 - Corresponde ao modo de operação como contador sem autocarga, portanto o byte de controle para a sua programação deverá ser sempre 70h.

LEITURA DO REGISTRO DE CONTROLE - A rotina do programa de controle da interface que realiza a função de frequencímetro, verifica o momento em que o sinal de saída deste divisor vai para o nível lógico 1, através do bit 7 do registrador de estado do divisor. Para esta operação o byte de controle para a sua programação deverá ser E4h.

FATOR DE DIVISÃO:

O fator de divisão depende da base de tempo desejada, que para a configuração padrão será igual a 1432, correspondendo a um pulso de saída com largura de 1 milissegundo. Este valor está relacionado com a frequência fornecida no barramento do microcomputador e com o fator de divisão carregado no divisor 2, pela equação (5.1):

$$K_{DIV1} = \frac{10^{-3} BOSC}{2K_{DIV2}} \quad (5.1)$$

DIVISOR 0

SINAL DE ENTRADA:

Sinal proveniente de um do VCOs, selecionado através do circuito multiplexador (MUX).

SINAL DE SAÍDA:

Não é utilizado.

MODO DE OPERAÇÃO:

MODO 0: Corresponde ao modo de operação como contador sem autocarga, portanto o byte de controle para a sua programação deverá ser sempre 30h.

FATOR DE DIVISÃO:

Uma vez que o valor resultante em seu contador após decorrido o tempo correspondente a uma base de tempo, depende da frequência do sinal do VCO que está sendo aferido, o valor inicial deste registrador deverá ser sempre igual a FFFFh. Nesta condição, o complemento do valor lido do registrador,

após a contagem, corresponde ao número de pulsos que foram contados.

MULTIPLEXADOR

O multiplexador de quatro canais, implementado através do circuito integrado U16 (74LS253), é utilizado na escolha de um dos sinais provenientes dos VCOs cuja frequência se deseja aferir. O canal a ser aferido é ajustado através dos 2 bits menos significativos do registro de controle 1.

5.3.5 - CONVERSORES DIGITAIS/ANALÓGICOS

Os conversores digitais/analógicos DAC 1 e DAC 2, são implementados através dos circuitos integrados U17 e U18 (DAC7537). Estes circuitos integrados são conversores de duplo canal de 12 bits e a função dos mesmos é fornecer a tensão de controle para os osciladores controlados por tensão VCO1 a VCO4. Os canais A e B do DAC 1, controlam os VCOs 1 e 2, respectivamente e os canais A e B do DAC 2, controlam os VCOs 3 e 4, respectivamente. Os pulsos de nível 0 para os comandos de Zerar (Clear) e Carregamento (Updating), destes conversores, são fornecidos pelos bits 2 e 3 dos registros de controle 1 (WCR1) e 2 (WCR2), respectivamente.

Para ajustar o valor de tensão na saída de cada um dos conversores, é necessário efetuar operações de escrita nos seus registros de dados e a seguir proceder uma operação de carregamento, que consiste na transferência da palavra binária presente nos registradores de dados para os registradores internos. Esta operação consiste em aplicar um pulso de nível lógico baixo no pino de controle para carregamento (Updating), através do bit 3 do registro de controle (WCR) correspondente.

Para se apagar o conteúdo dos registradores internos, é necessário proceder uma operação de zerar, que consiste em se aplicar um pulso de nível lógico baixo no pino de controle de apagamento (Clear), através do bit 2 do registro de controle (WCR) correspondente.

A seguir são especificados os endereços dos registradores dos conversores, a partir do endereço base:

DAC 1:

Canal A - Controle do VCO 1

DACALSB - XXXXh + 0000h (byte menos significativo)

DACAMSB - XXXXh + 0001h (nibble mais significativo)

Canal B - Controle do VCO 2

DACBLSB - XXXXh + 0002h (byte menos significativo)

DACBMSB - XXXXh + 0003h (nibble mais significativo)

DAC 2:

Canal A - Controle do VCO 3

DACALSB - XXXXh + 0004h (byte menos significativo)

DACAMSB - XXXXh + 0005h (nibble mais significativo)

Canal B - Controle do VCO 4

DACBLSB - XXXXh + 0006h (byte menos significativo)

DACBMSB - XXXXh + 0007h (nibble mais significativo)

5.3.6 - OSCILADORES CONTROLADOS POR TENSÃO

Os osciladores controlados por tensão VCO 1 a 4, são implementados através dos circuitos integrados U25 a U28 (4046), que apresentam um intervalo dinâmico da frequência de saída compatível com a operação dos circuitos integrados geradores de pulsos PWM. O sinal de onda quadrada de suas saídas são ajustados para um ciclo de trabalho de 50%. Os osciladores VCO 1 e VCO 3, fornecem os sinais FCT e os osciladores VCO 3 e 4, fornecem os sinais VCT, para controle de operação dos circuitos integrados U17 e U18.

5.3.7 - REGISTROS DE CONTROLE

Os registros de controle 1 (WCR 1) e 2 (WCR 2), implementados a partir dos circuitos integrados U11 a U14, constituem-se cada um, em um registro de um byte, cujos bits são utilizados para controlar o MUX, os DACs e os Geradores de Pulsos PWM. Cada registro é composto de um registrador de retenção implementado a partir de um circuito integrado 74LS273 e de um adaptador bidirecional de barramento 74LS245, sendo que este último além de permitir a leitura do byte de controle, também evita eventual conflito durante ciclos de escrita/leitura no barramento de dados do microcomputador.

Para efeito de segurança, estes registros incorporam um circuito de alto-zeragem, a fim de que durante o instante de inicialização do microcomputador, a saída dos pulsos PWM esteja inibida.

A função dos bits de cada um destes registradores são descritas a seguir:

REGISTRO DE CONTROLE 1:

- BIT0 - Sinal A do multiplexador
- BIT1 - Sinal B do multiplexador
- BIT2 - Sinal para Zerar (Clear) o DAC 1
- BIT3 - Sinal para Carregamento (Updating) do DAC 1
- BIT4 - Não utilizado
- BIT5 - Sinal K do HEF4752V 1 (intertravamento)
- BIT6 - Sinal L do HEF4752V 1 (habilita saída)
- BIT7 - Sinal CW do HEF4752V 1 (sentido de rotação)

REGISTRO DE CONTROLE 2:

- BIT0 - Não utilizado
- BIT1 - Não utilizado
- BIT2 - Sinal para Zerar (Clear) o DAC 2
- BIT3 - Sinal para Carregamento (Updating) do DAC 2
- BIT4 - Não utilizado
- BIT5 - Sinal K do HEF4752V 2 (intertravamento)
- BIT6 - Sinal L do HEF4752V 2 (habilita saída)
- BIT7 - Sinal CW do HEF4752V 2 (sentido de rotação)

O valor padrão para estes registradores, durante o processo de inicialização do programa de controle da interface, deverá ser igual a OCh. O que permite o carregamento de dados nos conversores digitais/analógicos sem que haja saída de pulsos PWM para controle do inversor.

5.3.8 - GERADORES DE PULSOS PWM

Os geradores de pulsos PWM (Modulação por Largura de Pulsos) são implementados a partir dos circuitos integrados LSI (Integração em Larga Escala) HEF4752V, especialmente desenvolvidos para este tipo de aplicação. Este circuito integrado é fabricado utilizando-se tecnologia LOCMOS (Oxidação de Metal Localizada em Silício Complementar).

O processo de modulação utilizado é o de modulação por largura de pulsos em dupla-borda (PWM), onde cada borda dos pulsos da onda portadora é modulada por um tempo variável δ , onde δ é

proporcional ao $\sin(\alpha)$, e α é o deslocamento angular da borda não modulada. A modulação de uma portadora de 15 pulsos requer um total de 30 valores para δ . A modulação do sinal de saída é obtida ligando-se e desligando-se os elementos de cima e de baixo de cada fase de uma ponte de potência (transistores ou tiristores). A operação básica de cada gerador de pulsos PWM é fornecer os pares complementares de pulsos aos seis elementos do inversor, em uma sequência apropriada, a fim de se produzir uma tensão trifásica simétrica. Os pulsos são fornecidos aos inversor através de circuitos adaptadores que empregam acopladores óticos, que oferecem a isolamento necessária entre o circuito de potência e a interface controladora.

Estes circuitos integrados são completamente digitais, de forma que a frequência de repetição dos pulsos PWM (frequência de chaveamento) é sempre um múltiplo inteiro da frequência sintetizada pelo inversor. Isto resulta em um excelente balanceamento de fase e tensão e conseqüentemente uma reduzida perda nos motores.

Para as frequências sintetizadas mais altas a frequência da portadora é igual a 15 vezes esta frequência, sendo que para as frequências mais baixas, a fim de se obter uma melhor distribuição dos pulsos, utiliza-se frequências de portadora derivadas de múltiplos maiores da frequência sintetizada.

O circuito integrado produz um atraso entre os pulsos de saída de cada fase a fim de evitar eventuais curtos-circuitos nos ramos do inversor.

Tabela 5-1 - FREQUÊNCIA DA PORTADORA x FREQUÊNCIA DE SAÍDA

FREQ. DE SAÍDA (Hz)	MÚLTIPLO	PORTADORA (Hz)
0 a 4,0	168	0 a 675
4,0 a 6,4	168	675 a 1070
5,7 a 8,9	120	675 a 1070
8,1 a 12,8	84	675 a 1070
11,2 a 17,9	60	675 a 1070
16,3 a 25,5	42	675 a 1070
22,3 a 35,7	30	675 a 1070
32,5 a 51	21	675 a 1070
44,6 a 71,3	15	675 a 1070
acima de 71,3	15	quasi-quadrada

Os valores típicos dos múltiplos da frequência sintetizada, utilizados para se obter a frequência da portadora são apresentados na Tabela 5-1. Para estes valores, o circuito integrado tem controle total da frequência de chaveamento para frequências sintetizadas no intervalo de 4,0 a 71,3 Hz. Para frequências sintetizadas acima deste intervalo, inicia-se a condição de sobre-modulação. Na condição de sobre-modulação

as bordas adjacentes dos pulsos se sobrepõem e como resultado obtém-se uma modulação quasi-quadrada. Esta condição é determinada pelos valores das frequências dos sinais de controle FCT e VCT. O valor prático deste ponto é obtido a partir das condições nominais de operação do motor sob controle, do projeto do inversor e do desempenho do circuito integrado.

5.4 - ORGANIZAÇÃO INTERNA DO HEF4752V

O diagrama de blocos do circuito integrado HEF4752V apresentado na Figura 5.2 mostra a organização interna do circuito integrado. Este circuito incorpora três contadores, um decodificador, três estágios de saída e um circuito de teste. O circuito de teste é usado preliminarmente durante o processo de fabricação e não será discutido aqui. A seguir consideramos a operação deste circuito integrado, onde se detalha as funções de vários sinais de entrada e saída.

Os três estágios de saída do diagrama de blocos correspondem às fases R, Y e B do inversor. Cada estágio de saída tem quatro saídas, sendo que as saídas principais controlam os elementos de chaveamento de cima e de baixo de cada fase do inversor e as outras duas auxiliares são usadas no circuito de comutação dos tiristores em inversores que empregam este tipo de componente.

A função do circuito integrado é de fornecer os pulsos necessários para o fechamento e abertura dos elementos de chaveamento do inversor.

Esta operação consiste do chaveamento alternado das duas saídas principais de cada estágio. Para assegurar que as duas saídas principais não estejam ligadas simultaneamente, é usado um tempo de atraso de intertravamento que separa a condição de ligado em cada uma destas saídas. O período de intertravamento é determinado pelas entradas OCT e K, enquanto que o chaveamento entre as duas saídas principais é controlado por um sinal gerado internamente. Uma mudança neste sinal de controle faz com que uma saída se desligue e após o período de intertravamento a outra saída seja ligada. Com o tempo de intertravamento fixo as variações de velocidade do motor são controladas pelos demais sinais de controle.

Os sinais de controle derivam da portadora modulada por valores apropriados de δ . A produção dos sinais de controle requer, portanto, a correta determinação da frequência da portadora e as modulações δ correspondentes. A frequência da portadora, que é igual ao produto da frequência sintetizada por um múltiplo, é ajustada pelos contadores FCT e RCT. Dividindo-se o sinal de entrada do contador FCT por 3360 obtém-se a frequência da tensão sintetizada, enquanto que o correto múltiplo para a portadora é determinado habilitando-se pulsos do sinal RCT na entrada do contador RCT, tempo este que corresponde

a um número fixo de períodos do sinal FCT. Para uma certa frequência do sinal RCT, o número de pulsos contados durante o tempo de habilitação decresce à medida em que a frequência do sinal FCT cresce, e este resultado é utilizado para derivar um múltiplo correspondentemente menor para a portadora. Para cada valor de múltiplo o decodificador mantém um conjunto de valores de δ correspondente. Cada valor de δ é armazenado como um número, e a largura da modulação correspondente é determinada pela velocidade com que cada um destes números é contado. A frequência de contagem é fornecida pelo sinal de entrada VCT, de forma que a profundidade de modulação é inversamente proporcional à frequência deste sinal. A partir da frequência da portadora e das modulações δ , o decodificador, finalmente, gera os sinais de controle. O decodificador produz três sinais de controle, defasados de 120 graus, sendo um para cada estágio de saída.

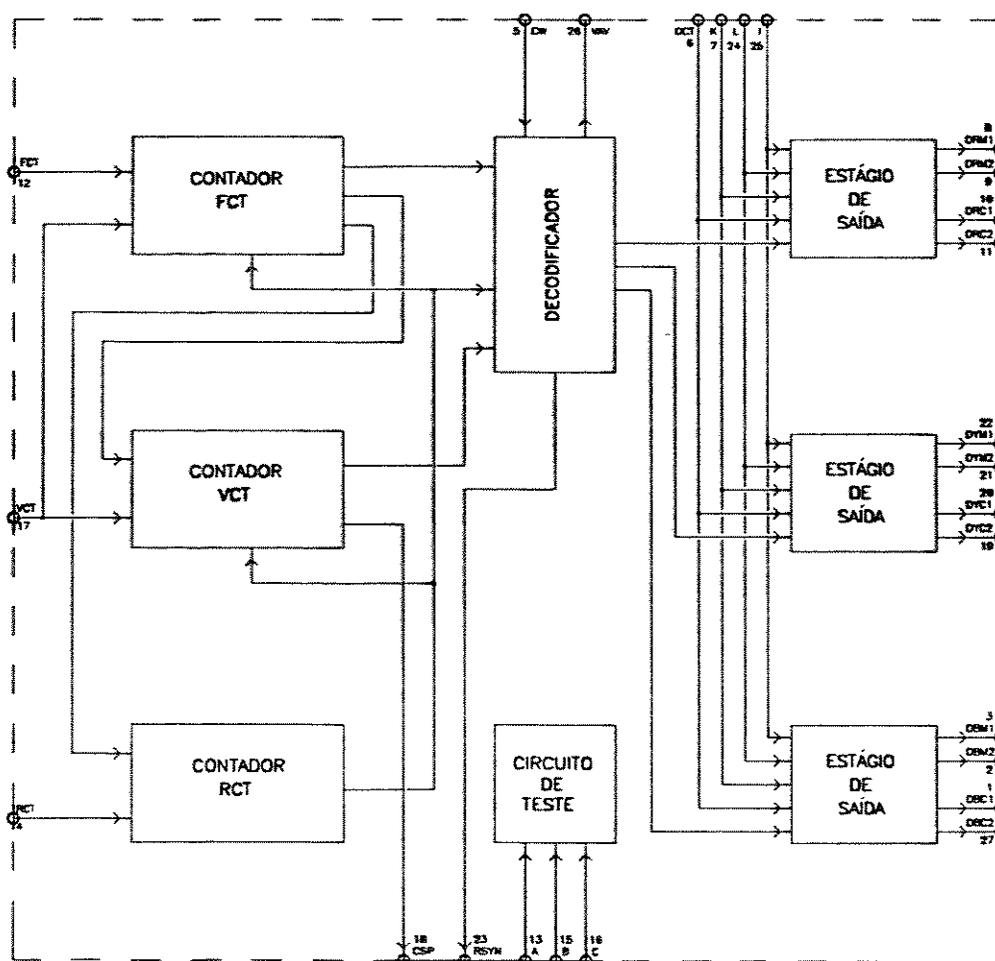


Figura 5.2 - HEF4752V

5.4.1 - FUNÇÕES DAS ENTRADAS E SAÍDAS DO HEF4752V

SINAIS DE ENTRADA

SINAL I

O estado do sinal I determina o modo de operação do inversor, e que corresponde ao tipo de sinal de controle gerado nos estágios de saída. Um nível lógico alto nesta entrada corresponde ao modo de operação para acionamento de tiristores e um nível lógico baixo corresponde ao modo de operação para acionamento de transistores. No modo de operação para acionamento de transistores, os elementos de superiores e inferiores de cada ramo do inversor são ligados alternadamente (saída em nível alto) com um tempo de intertravamento entre eles.

No modo de operação para tiristores, com I em nível alto, os sinais de controle principais tornam-se trens de pulsos com uma relação marca-espaco de 1:3 e os sinais de controle de comutação são pulsos de nível alto com duração igual ao primeiro quarto do período de intertravamento. Este procedimento é adotado para facilitar o uso de transformadores de pulsos para efeito de isolamento. O período de intertravamento é ajustado da mesma forma que a do modo de operação para transistores, porém, neste modo o nível de K e a frequência do sinal OCT também controlam a frequência dos pulsos das saídas de controle principais, que por sua vez interferem na escolha dos transformadores de pulsos.

SINAL K

O sinal de entrada K associado com o sinal de entrada OCT é usado para controlar o tempo de duração do período de intertravamento. Os detalhes da operação deste sinal serão descritos com os do sinal OCT.

SINAL L

Este sinal oferece a facilidade de partida/parada. No modo de operação para transistores, com L em nível baixo, todos os sinais de controle e de comutação são inibidos, e com nível alto a saída dos pulsos modulados é habilitada. A ação de L somente inibe a saída dos pulsos de controle, não interferindo na operação interna do circuito de geração dos pulsos modulados, de forma que quando L é mantido em nível baixo, o circuito gerador dos pulsos continua operando normalmente. A Figura 5.3 mostra as formas de ondas típicas no modo de operação para transistores. As formas de onda a a d representam as saídas normais de controle e a forma de onda e representa o sinal gerado internamente que controla o chaveamento das



saídas que acionam os elementos superiores e inferiores de um ramo do inversor. As formas de onda f a i ilustram a influência da mudança no nível de L nos sinais de controle.

No modo de operação para tiristores, L estando em nível baixo, faz com que as saídas de controle principais dos elementos superiores do inversor sejam inibidas enquanto que as saídas de controle principais dos elementos inferiores continuam normalmente habilitadas. Os sinais típicos para este modo de operação são apresentados na Figura 5.3.

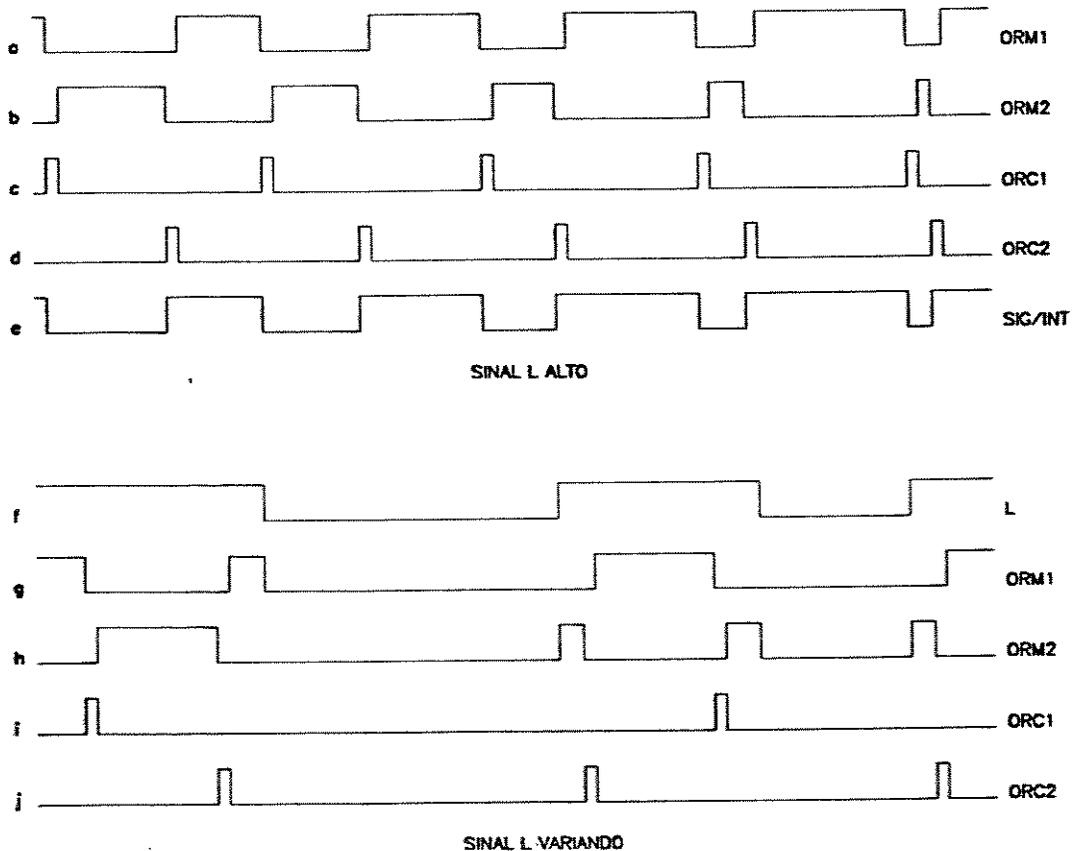


Figura 5.3 - Saídas de Controle do HEP4752V

SINAIS A, B e C

Estes sinais são utilizados durante o processo de fabricação do circuito integrado e não são utilizados durante a operação normal, sendo que nesta condição devem ser mantidos em nível baixo. Um sinal de nível alto em A inicializa o circuito integrado, sendo que esta condição será discutida mais adiante.

SINAL CW

O sinal CW é utilizado para controlar a sequência de fase e determina o sentido de rotação do motor. A sua operação está resumida através da Tabela 5-2.

Tabela 5-2 - SEQUÊNCIA DE FASE x CW

SINAL CW	SEQUÊNCIA DE FASE
BAIXO	R, B, Y
ALTO	R, Y, B

CONTROLE DE FREQUÊNCIA FCT

O sinal de entrada FCT, com forma de onda quadrada, controla a frequência da tensão sintetizada pelo inversor, f_{out} e em consequência a velocidade do motor. A frequência deste sinal, f_{FCT} , se relaciona com a frequência f_{out} pela equação (5.2):

$$f_{FCT} = 3360f_{out} \quad (5.2)$$

Durante a operação normal do sistema é permitido aplicar a esta entrada um nível lógico fixo, o efeito obtido nesta condição é de se ter todas as saídas M1 ou todas as saídas M2 ligadas, independentemente do estado do sinal L.

CONTROLE DE TENSÃO VCT

Como a operação dos motores de indução é governada pela equação (5.3):

$$V_t = N \times \frac{d\phi}{dt} \quad (5.3)$$

de forma que para se manter constante o fluxo no entreferro da máquina o produto tensão-tempo Vt deve ser mantido constante. O circuito integrado automaticamente satisfaz esta condição, fazendo com que a tensão sintetizada seja diretamente proporcional à frequência de saída. O nível da tensão média sintetizada pelo inversor, a uma dada frequência, é controlado pelo sinal VCT e mudanças nesta tensão são obtidas variando-se a profundidade de modulação da portadora. Aumentando-se a frequência de VCT, reduz-se a

profundidade de modulação e em consequência a tensão sintetizada, enquanto que diminuindo-se esta frequência obtém-se o efeito oposto.

O valor máximo da tensão senoidal de saída, sem distorção, que se pode obter no sistema é determinado pela tensão contínua que alimenta o inversor (V_{link}). O valor eficaz máximo da componente fundamental é dado pela equação (5.4):

$$V_{rms(max)} = 0,624 \times V_{link} \quad (5.4)$$

esta tensão é obtida para uma modulação de 100% da portadora, isto é, quando os pulsos adjacentes estão no limiar da superposição. A frequência de saída para a qual esta condição ocorre, para um sistema, é determinada pelo produto Vt do motor. A frequência para a modulação de 100%, $f_{out(m)}$, pode ser determinada relacionando-se a máxima tensão eficaz de saída do inversor com os parâmetros nominais do motor, através da equação (5.5):

$$f_{out(m)} = f_N \times \frac{0,624 \times V_{link}}{V_N} \quad (5.5)$$

onde f_N é a frequência nominal e V_N é a tensão nominal do motor. Uma vez estabelecida a $f_{out(m)}$, pode-se determinar f_{VCT} de tal forma que o produto Vt para o motor será mantido, dentro do intervalo de frequência que se pode operá-lo. O valor nominal de f_{VCT} , $f_{VCT(nom)}$, relaciona-se com $f_{out(m)}$ através da equação (5.6):

$$f_{VCT(nom)} = 6720 \times f_{out(m)} \quad (5.6)$$

com f_{VCT} fixa em $f_{VCT(nom)}$, a tensão de saída será uma função linear da frequência de saída, até $f_{out(m)}$. Qualquer mudança nesta variação linear, pode ser obtida mudando-se f_{VCT} . Por exemplo, para se dobrar a tensão de saída em frequências baixas, como compensação para as perdas ohmicas, f_{VCT} deve ter metade do valor de $f_{VCT(nom)}$. A relação $f_{VCT}/f_{VCT(nom)}$ é importante no projeto do sistema. Para a modulação de 100% esta deve ter o valor fornecido pela equação (5.7):

$$\frac{f_{VCT}}{f_{VCT(nom)}} = \frac{3360 \times f_{out(m)}}{6720 \times f_{out(m)}} = 0,5 \quad (5.7)$$

Abaixo de 0,5 a modulação é senoidal, enquanto que, acima de 0,5 a forma de onda de fase aproxima-se de uma forma de onda quadrada, gerando uma tensão de linha quasi-quadrada. Para uma relação de 2,5 obtém-se uma completa onda quadrada e acima de 3,0 a forma de onda é instável e os circuitos de sincronização internos podem não operar corretamente, sendo este o limite recomendado.

REFERÊNCIA RCT

RCT é um sinal de frequência fixa, utilizado para estabelecer a frequência máxima de chaveamento do inversor, $f_{s(max)}$, e estas frequências se relacionam através da equação (5.8):

$$f_{RCT} = 280 \times f_{s(max)} \quad (5.8)$$

A frequência absoluta mínima de chaveamento, $f_{s(min)}$, é ajustada pelo circuito integrado em 60% de $f_{s(max)}$. Esta condição somente se aplica se f_{RCT} se mantiver no intervalo de 4,3% a 80% de f_{RCT} e se a relação entre f_{FCT} e f_{VCT} for mantida menor do que 0,5. A Figura 5.4 mostra a variação da frequência de chaveamento em função da frequência de saída, sendo que para esta condição fixou-se f_{RCT} em 280 KHz e $f_{s(max)}$ em 1 KHz.

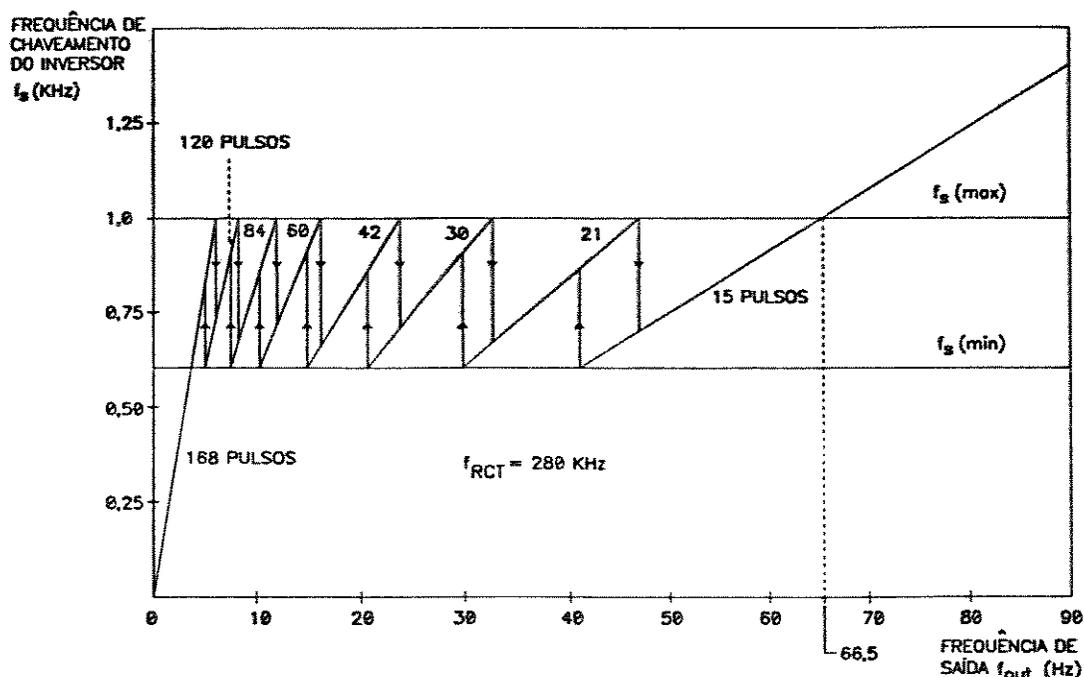


Figura 5.4 - $f_s \times f_o$

Para se obter figuras equivalentes para diferentes valores de $f_{s(max)}$, ambas as escalas e f_{RCT} devem ser multiplicadas pelo fator correspondente. Por exemplo, com $f_{s(max)}$ igual a 2 KHz, f_{RCT} deverá ser igual a 560 KHz e referindo-se à figura, para uma frequência de saída f_{out} igual a 50 Hz a frequência de chaveamento será igual a 1,5 KHz com uma razão de 30 pulsos por ciclo. Para esta condição o intervalo de frequência de chaveamento que mantém a relação f_{FCT}/f_{VCT} menor que 0,5 é de 1,2 KHz a 2 KHz.

CONTROLE DE INTERTRAVAMENTO OCT

Este sinal, operando em conjunto com o sinal K, é usado para controlar o tempo de atraso de intertravamento, que é necessário para a proteção, durante os instantes de chaveamento das saídas complementares, dos elementos de cada ramo do inversor. Para a operação no modo de tiristores, estes componentes são controlados por trem de pulsos e OCT e K têm a função adicional de determinar a frequência destes trens de pulsos.

A operação destes sinais está sumarizada através da Tabela 5-3. Sempre que possível a entrada K deve ser mantida em nível alto, o que previne oscilações causadas por perdas de sincronização entre os sinais FCT e OCT. Nos projetos econômicos, os sinais RCT e OCT podem ser idênticos, no projeto em questão estes derivam de um mesmo sinal, como foi visto na descrição do bloco divisor.

Tabela 5-3 - OPERAÇÃO DOS SINAIS OCT E K

K	INTERTRAVAMENTO (ms)	FREQ. DE PULSO (KHz)	LARG. DE PULSO (ms)
BAIXO	$8/f_{OCT}$	$f_{OCT}/8$	$2/f_{OCT}$
ALTO	$16/f_{OCT}$	$f_{OCT}/16$	$4/f_{OCT}$

* f_{OCT} em KHz

5.4.2 - SAÍDAS DE CONTROLE

SINCRONIZAÇÃO DE OSCILOSCÓPIO RSYN

Este sinal se constitui de um trem de pulsos com frequência igual a f_{out} e largura igual a dos pulsos do sinal VCT. Estes pulsos estão ajustados para ocorrerem imediatamente antes do início de um ciclo da tensão da fase R. Isto torna-o adequado para gatilhamento do osciloscópio durante o processo de

manutenção.

SIMULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA VAV

A saída VAV é uma forma de onda digital, que simula o valor médio da tensão de linha de saída do inversor e inclui o efeito do tempo de intertravamento, ajustado pelas entradas K e OCT. Este sinal está presente na saída, independentemente do estado de L. A sua frequência é igual a frequência de chaveamento do inversor f_{out} e uma modulação dada por $6f_{out}$. Este sinal pode ser utilizado no controle de f_{VCT} em operação em malha-fechada a fim de se obter um melhor desempenho na linearidade entre a frequência e tensão de saída, quando a relação entre f_{FCT} e f_{VCT} é maior que 0,5. A variação entre VAV e esta relação está representada na Figura 5.5.

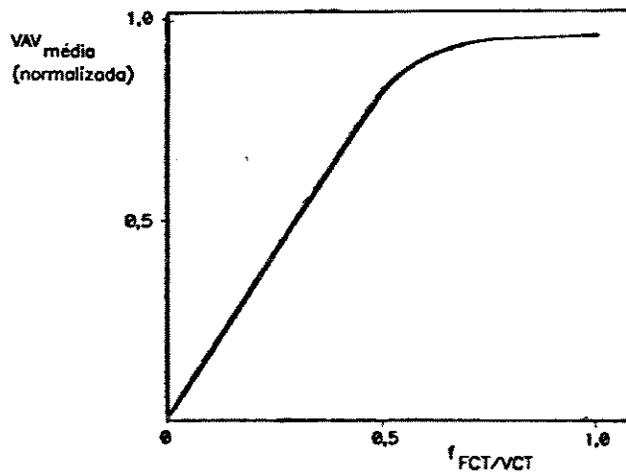


Figura 5.5 - VAV x f_{FCT}/f_{VCT}

CHAVEAMENTO DO INVERSOR CSP

A saída CSP é um trem de pulsos com o dobro da frequência de chaveamento do inversor. A borda de descida de cada pulso ocorre no ponto de modulação zero das saídas principais. Quando a relação entre f_{FCT} e f_{VCT} excede 0,5 esta saída representa a frequência teórica do inversor, porém, devido a sobreposição dos pulsos de chaveamento na sobre-modulação a frequência real de chaveamento é menor. Esta saída também não é afetada pelo estado de L.

5.4.3 - LIMITAÇÕES IMPOSTAS PELO CI

A operação do circuito integrado impõe certas restrições para a relação entre f_{FCT} e f_{VCT} e para o intervalo de frequência admitido para f_{FCT} , condições que já foram delineadas anteriormente.

SINAL L (PARTIDA/PARADA)

Se este sinal é utilizado no modo de operação para tiristores, deverão ser tomados certos cuidados para que as bordas do pulsos do mesmo sejam bem definidas. Por exemplo, se ocorre alguma oscilação durante o tempo de transição deste sinal para nível baixo, isto pode resultar em alguma saída M1 estar ligada em lugar da saída M2. Para esta condição recomenda-se utilizar circuitos adequados que previnam tais oscilações na entrada do sinal L, em [1] é apresentado um exemplo de aplicação.

INICIALIZAÇÃO DO CI

Para uma operação segura, recomenda-se o uso de um período de inicialização do circuito integrado, durante o qual os elementos do inversor são inibidos. Neste período ajusta-se os sinais necessários para a operação dos circuitos internos do mesmo. Após o ajuste dos valores convenientes é necessário manter inibida as saídas de controle do inversor por um período de pelo menos 3360 pulsos do FCT.

LARGURA MÍNIMA DE PULSOS

Como se pode observar da Figura 5.3, o sinal de controle gerado internamente ao circuito integrado pode ter transições com intervalos de tempo menores que o tempo de intertravamento, isto faz com que os pulsos de controle tenham uma largura mínima de $1/f_{OCT}$. No modo de operação para transistores isto não tem qualquer efeito, porém, no modo de operação para tiristores isto deve ser levado em consideração. Para evitar comutações indesejáveis, neste modo, é recomendável que os pulsos de controle dos elementos principais do inversor sejam obtidos por uma operação lógica OU entre as saídas M e C do circuito integrado.

5.5 - SOFTWARE DE CONTROLE

A operação da interface para microcomputador, geradora de pulsos de controle para inversores PWM, necessita de programa que gere os registros de controle da mesma e coloque os valores adequados

nos registros internos dos conversores digitais/analógicos de forma que se obtenha os sinais de frequência variável necessários à operação dos inversores, a fim de se obter a operação dos motores, conforme características desejadas. Para esta finalidade desenvolveu-se um programa em linguagem C, para uso experimental e que propiciou a obtenção dos dados iniciais necessários. O programa desenvolvido tem forma modular e incorpora algumas rotinas que servem para teste de desempenho dos inversores, apresentado no apêndice C.

As funções presentes no programa de controle são:

- Reset de Registros de Controle,
- Zerar Registros de Controle,
- Inicialização de VCOs,
- Ajusta VCOs,
- Frequencímetro - Determina Frequência de VCOs,
- Acelera/Desacelera Motor 1,
- Partida/Parada do Motor 1,
- Partida/Parada do Motor 2,
- Inverte Rotação do Motor 1,
- Finaliza Operação do Programa de Controle.

RESET DE REGISTROS DE CONTROLE

Esta opção proporciona o reset dos registros de controle. É utilizada quando se deseja ajustar o valor das palavras de controle para um valor diferente daquele que é ajustado na inicialização do programa.

ZERAR REGISTROS DE CONTROLE

Esta opção possibilita zerar os registros de controle. É utilizada quando se deseja inicializar o programa após o mesmo estar operando. A saída dos conversores D/A são zeradas como resultado desta operação.

INICIALIZAÇÃO DOS VCOs

Esta opção calcula os coeficientes linear e angular de uma reta que representa a função

transferência do VCO escolhido, que pode ser utilizada para a implementação dos perfis de aceleração dos motores.

AJUSTA VCOs

Através desta opção é possível variar ponto-a-ponto o valor da frequência de operação dos motores.

FREQUENCÍMETRO - DETERMINA FREQUÊNCIA DOS VCOs

Esta opção opera como um frequencímetro que permite determinar a frequência ajustada para cada VCO.

ACELERA/DESACELERA MOTOR 1

Através desta opção é possível acelerar e desacelerar o motor e também permite desenvolver os perfis de aceleração:

- Linear
- Cossenoidal
- Sigmoidal

PARTIDA/PARADA DO MOTOR 1

Esta opção é utilizada para habilitar a saída de controle do inversor 1, que aciona o motor 1, correspondendo aos comandos de partida e parada do mesmo.

PARTIDA/PARADA DO MOTOR 2

Esta opção é utilizada para habilitar a saída de controle do inversor 2, que aciona o motor 2, correspondendo aos comandos de partida e parada do mesmo.

INVERTE ROTAÇÃO DO MOTOR 1

Esta opção é utilizada para inverter a rotação do motor 1, proporcionando o movimento para frente e para trás do carro.

FINALIZA OPERAÇÃO DO PROGRAMA DE CONTROLE

Esta opção é utilizada para abortar a operação do programa de controle.

5.6 - UNIDADE DE POTÊNCIA

Para a verificação de operação da interface controladora e obtenção dos resultados experimentais, foram utilizadas as pontes de potência implementadas a partir de transistores MOSFET, alimentada por uma fonte de tensão constituída de um retificador trifásico a diodos com filtro capacitivo, que se constituem nos módulos de potência do AGV, apresentados em [11].

5.7 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. A. HOULDSWORTH e W. B. ROSINK, "Introduction do PWM speed control-system for 3-phase AC motors", *Electronic Componentes and Applications*, Vol. 2, Nº2, pp. 66-79, Fev. 1980.
- [2] B. G. STARR e J. C. F. van LOON, "LSI circuit for AC motor speed control", *Electronic Componentes and Applications*, Vol. 2, Nº 4, pp. 219-229, Ago. 1980.
- [3] V. J. TOMPKINS e J. G. WEBSTER, "Interfacing Sensors to the IBM PC", Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1988.
- [4] L. C. EGGBRECHT, "Interfacing to the IBM Personal Computer", Howard & Sams Co., 1983.
- [5] TEXAS, "The TTL Data Book for Design Engineers", Texas Instruments Inc., 1976.
- [6] MOTOROLA, "CMOS Integrated Circuits", Motorola Inc., 1978.
- [7] PHILIPS, "Integrated Circuits - Linear Products", Philips Electronic Component and Material Division, 1988.
- [8] NATIONAL, "Linear Databook", National Semiconductors Corp., 1980.
- [9] OSBORNE, "An Introduction To Microcomputers Vol. 2 e 3", Osborne & Associates Inc., 1978.
- [10] J. P. SANTOS e E. RAYMONDI JR, "Programando em Assembler 8086/8088", MacGraw-Hill, 1989.
- [11] V. A. B. SÁNCHEZ, "Projeto de Inversor por Fonte de Tensão para Motores Trifásicos de Indução tipo Gaiola de Esquilo", Dissertação de Mestrado, FEE/UNICAMP, 1993.

Capítulo 6

INTERFACE PARA CONTROLE ADAPTATIVO DE CORRENTE

6.1 - INTRODUÇÃO

Desenvolveu-se uma interface para microcomputador IBM PC compatível para operar como unidade controladora de inversores trifásicos do tipo PWM (Modulação por Largura de Pulsos), alimentado por fonte de tensão e que emprega o Controle Adaptativo de Corrente, para gerar os pulsos de controle dos elementos de chaveamento da ponte de potência.

As correntes de referência, necessárias à operação da parte do circuito que realiza o controle adaptativo de corrente e que tem como saída os sinais que comandam os transistores de potência MOSFET da ponte trifásica do inversor são geradas através de programa aplicativo, que pode ser implementado utilizando-se, por exemplo, técnicas de campo orientado [1-6].

Para os testes iniciais, foi utilizado um programa aplicativo desenvolvido com o objetivo de se verificar a qualidade dos resultados obtidos através deste método de controle bem como se verificar o mínimo intervalo de tempo entre pontos das referências fornecidas para diferentes modelos de microcomputadores [7].

O sistema é composto de duas unidades: **DECODIFICADOR** e **GERADOR DE PULSOS DE CONTROLE**, sendo que a primeira utiliza a mesma metodologia de projeto adotada no decodificador apresentado no capítulo anterior e a segunda, que a partir dos sinais recebidos do microcomputador através da interface decodificadora, gera os pulsos PWM para a ponte de potência do inversor.

A seguir é apresentado a descrição do diagrama de blocos deste sistema, onde se realça alguns componentes que o constitui [8-15], para se dar um idéia de como opera o sistema.

6.2 - DIAGRAMA DE BLOCOS

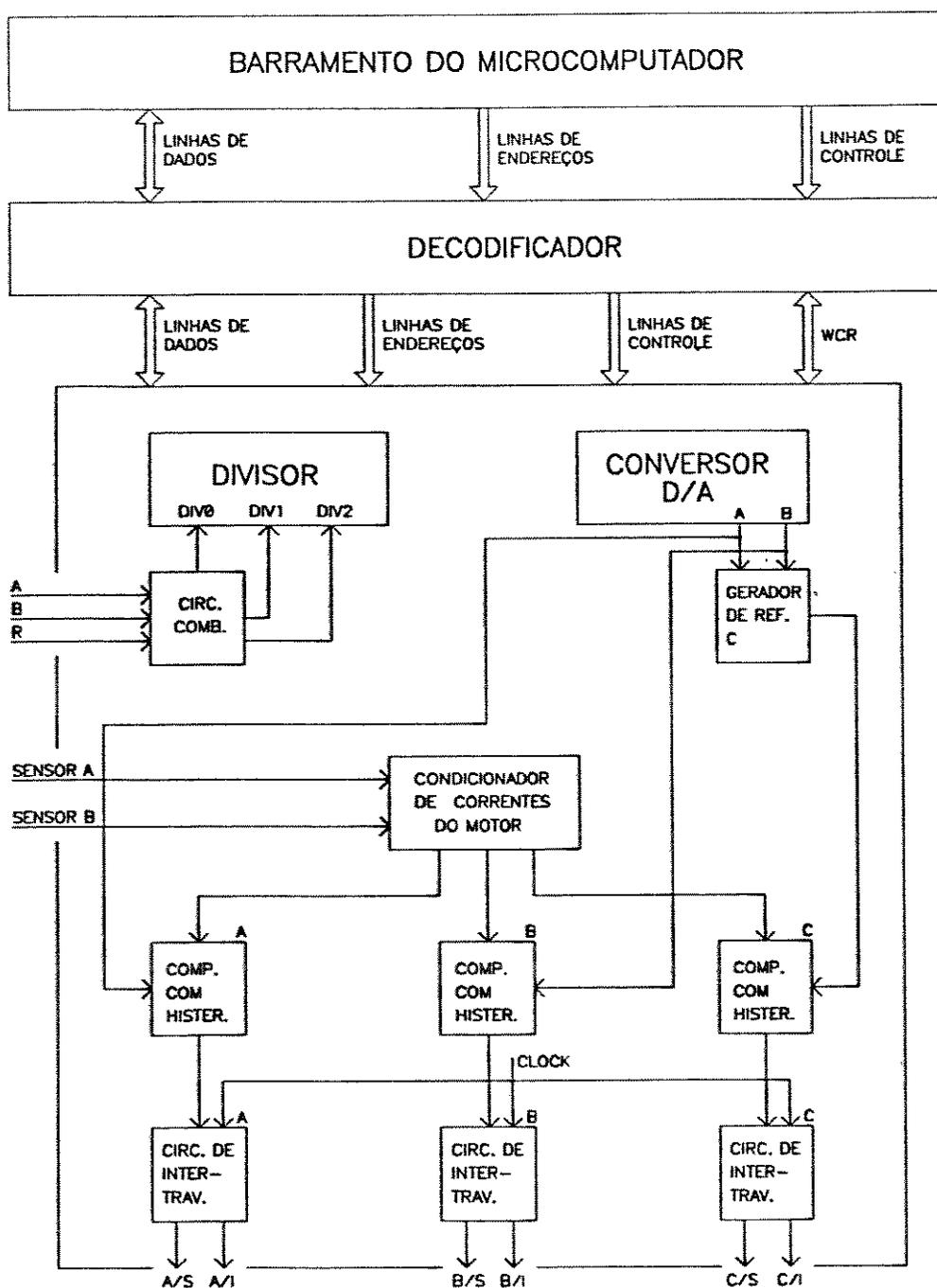


Figura 6.1 - DIAGRAMA DE BLOCOS - INTERFACE CFO

6.3 - DESCRIÇÃO DOS BLOCOS

6.3.1 - DECODIFICADOR

O decodificador se constitui em uma interface decodificadora de uso geral, para ser instalada em um dos slots de expansão de um microcomputador IBM PC ou compatível. Emprega o mapeamento de E/S idêntico àquele apresentado no capítulo anterior. O mesmo é provido de um barramento de saída disponível em um conector de 34 pinos do tipo IDC com trava de alívio, com configuração apresentada na Tabela 6-1:

6.3.2 - CONVERSOR D/A

Este bloco, implementado a partir de um conversor de 12 bits, duplo canal, U10 (DAC7537), com carga através do microcomputador, fornece em suas saídas as referências das correntes i_{aref} e i_{bref} . O intervalo dinâmico de sua saída pode ser ajustado através de um potenciômetro que varia o valor da tensão de referência, necessária à sua operação.

6.3.3 - DIVISOR

O bloco divisor, implementado através do U9 (8254) que se constitui em um circuito integrado que incorpora 3 divisor/temporizador de 16 bits. Os divisores 0 e 1 do 8254, operam como contadores crescente e decrescente, respectivamente, dos pulsos provenientes de um encoder que é acoplado ao eixo do motor acionado pelo inversor, sendo que o divisor 2 opera como um contador de rotações do eixo do motor, através da contagem de pulsos também provenientes do "encoder".

Os pulsos A e B, provenientes do encoder, são tratados por um circuito lógico combinacional de tal forma que a partir dos mesmo são gerados os pulsos UP e DOWN a serem contados pelos contadores 0 e 1.

Este bloco possibilita determinar a posição do eixo do motor, comparando-se os conteúdos dos contadores após leituras sucessivas. Quando utilizado com um base de tempo desenvolvida a nível de software

Tabela 6-1 - CONECTOR J1

SINAIS DE SAÍDA DA INTERFACE DECODIFICADORA DE USO GERAL

PINOS	DESIG.	E/S	DESCRIÇÃO
1-8	BDO-7	E/S	linhas de dados 0 a 7 do microcomputador
9-10	BA0-1	S	linhas de endereço 0 e 1 do microcomputador
11	BIOR	S	sinal de controle de leitura
12	BIOW	S	sinal de controle de escrita
13	DIV	S	sinal habil. de divisor 8254 (XXXXh/XXXX+3h)
14	DAC	S	sinal habil. do conv. D/A (XXXX+4h/XXXX+7)
15	PRT	S	sinal habil. de porta (XXXX+8h/XXXX+Bh)
16	RST	S	sinal de reset adicional (XXXX+C/Dh)
17	IRQ	E	sinal de requisição de interrupção (*)
18	DRQ	E	sinal de requisição de DMA (**)
19	DACK	S	sinal de identificação de pedido de DMA
20	RSTD	S	sinal de reset do microcomputador
21	CLOCK	S	final de onda quadrada de 1 MHz
22-29	WCR1-8	E/S	reg. E/S uso ger. 8 bits (XXXX+E(S)/XXXX+F(E))
30	OSC	S	clock do microcomputador (1.418.380 Hz)
31	VCC	S	+5V
32	VDD	S	+12V
33	VSS	S	-12V
34	GND	-	Terra de referência

(*) Interrupção programável por jumpers: IRQ2 a IRQ5

(**) Acesso por DMA programável por jumpers: DRQ2 e 3

XXXXh - representa o endereço inicial de decodificação ajustado por micro-chave de 8 bits.

é possível determinar a velocidade do rotor da máquina.

6.3.4 - GERADOR DE REFERÊNCIA DA FASE C

Este bloco implementado através de amplificador operacional de alta performance U24 (LF353), gera a referência de corrente da fase C, para a operação do controlador em sistemas trifásicos.

6.3.5 - CONDICIONADOR DE CORRENTES DO MOTOR

O bloco condicionador de correntes do motor, recebe os sinais correspondentes das correntes das fases A e B do motor, fornecidas através de sensores de efeito Hall, e após seu condicionamento através de amplificadores operacionais de alta performance U23 (LF353), gera o sinal correspondente da fase C, admitindo-se uma operação balanceada. Suas saídas se constituem nos sinais de entrada do bloco comparador.

6.3.6 - COMPARADORES COM HISTERESE

Os comparadores com histerese ajustável, implementado através dos amplificadores operacionais U25 a U27 (LF353), comparam os sinais de referência de cada uma das fases, geradas pelo microcomputador com os sinais de correntes provenientes do bloco condicionador de correntes do motor e fornece em sua saída os sinais de controle para os circuitos de intertravamento. O ajuste de histerese é realizado individualmente em cada uma das fases através de potenciômetros.

6.3.7 - INTERTRAVAMENTO

Este bloco, implementado através de circuitos integrados com duplo contadores decimais, U17 a U19 (4518), utiliza como base de tempo o sinal CLOCK com frequência de 1 MHz, proveniente da interface decodificadora, e a partir dos sinais de controle provenientes do bloco comparador gera os sinais de controle para a ponte transistorizada de potência.

Um intervalo de intertravamento correspondendo a três períodos do sinal CLOCK é adicionado nos intervalos de comutação dos sinais de controle de cada uma das fases, de forma a prevenir eventual condição de curto-circuito nos ramos da ponte de potência devido os atrasos de comutação nos elementos de potência.

Os sinais de controle provenientes dos contadores que geram o intervalo de intertravamento passam por portas lógicas condicionadoras de sinal com dupla entrada, do tipo coletor aberto e com capacidade de corrente de saída de 80 mA, adequadas para acionamento de foto-acopladores, que são utilizados para prover a isolamento elétrica entre a interface controladora e a ponte de potência do inversor.

Em uma das entradas de cada porta é aplicado um sinal UNABLE, que habilita a saída das mesmas de modo que é possível proceder os ajustes dos níveis lógicos necessários à operação do controlador, antes do início de sua atuação sobre os elementos da ponte. Este procedimento tem como função, proteger os transistores de potência contra combinações errôneas nas linhas de controle.

6.4 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] G. DIANA e R. G. HARLEY, "A Aid for Teaching Field Oriented Control Applied to Induction Machines", IEEE Trans. on Power System, Vol. 4, Nº 3, pp. 1258-1262, 1989.
- [2] H. NAKANO, et ali., "Vector Control System for Induction Motor Using a Speed Estimation Based on Instantaneous Slip Frequency Principles", Electrical Engineering in Japan, Vol. 107, Nº 4, pp. 95-102, 1987.
- [3] Y. D. LI, et ali., "A Voltage-oriented Control of PWM VSI-fed Induction Motor Drives", IPEG-Tokyo, pp. 49-53, 1990.
- [4] D. M. BROD e D. W. NOVOTNY, "Current Control of VSI-PWM Inverters", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 21, Nº 4, pp. 562-570, 1985.
- [5] C.R. JACOBINA, et ali., "Induction Motor Drive Using Hysteresis Current Controllers", IEEE Trans. on Power Systems, Vol. 21, Nº 21, pp. 1255-1260, 1985.
- [6] P. J. ALSINA, et ali., "Análise Comparativa dos Observadores de Fluxo Rotórico para Sistemas de Acionamentos dos Motores de Indução", Paper 8º CBA, pp. 961-966, 1991.
- [7] E. P. DE LIMA, E. BIM, J. SZAJNER, "Aplicação de um Controlador do Tipo Hystere, Baseado na Técnica de Orientação de Fluxo, na Geração de um Perfil de Velocidade para um Motor de Indução", Paper 9º CBA, 1992.
- [8] V. J. TOMPKINS e J. G. WEBSTER, "Interfacing Sensors to the IBM PC", Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1988.
- [9] L. C. EGGBRECHT, "Interfacing to the IBM Personal Computer", Howard & Sams Co., 1983.
- [10] TEXAS, "The TTL Data Book for Design Engineers", Texas Instruments Inc., 1976.
- [11] MOTOROLA, "CMOS Integrated Circuits", Motorola Inc., 1978.
- [12] PHILIPS, "Integrated Circuits - Linear Products", Philips Electronic Component and Material Division, 1988.
- [13] NATIONAL, "Linear Databook", National Semiconductors Corp., 1980.
- [14] OSBORNE, "An Introduction To Microcomputers Vol. 2 e 3", Osborne & Associates Inc., 1978.
- [15] J. P. SANTOS e E. RAYMONDI JR, "Programando em Assembler 8086/8088", MacGraw-Hill, 1989.

Capítulo 7

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

7.1 - INTERFACE DE CONTROLE PWM PARA MICROCOMPUTADOR

Os resultados experimentais apresentados a seguir referem-se ao acionamento do motor de tração do AGV, onde são apresentadas as curvas de tensão e corrente para a operação do motor sob diversas condições de frequência de chaveamento e perfís de velocidade. Os sinais de tensão foram obtidos diretamente nos terminais do motor, sendo que os de corrente foram obtidos por meio de resistências de $5\text{ m}\Omega$, inserida na linhas de alimentação das fases do motor.

7.1.1 - OPERAÇÃO COM FREQUÊNCIA CONSTANTE

A Figura 7.1 apresenta a tensão de linha aplicada nos terminais do motor (traço 1) e a corrente de linha resultante (traço 3), para uma frequência máxima de chaveamento do inversor igual a 2556 Hz e com frequência de saída de 24,32 Hz.

Os valores ajustados no controlador para esta condição foram os seguintes:

$$f_{FCT} = 81.725 \text{ Hz } (f_{out} = 24,32 \text{ Hz})$$

$$f_{VCT} = 220.325 \text{ Hz (condição nominal)}$$

$$f_{RCT} = 715.909 \text{ Hz } (f_{s(max)} = 2.556 \text{ Hz})$$

$$f_{OCT} = 1.431.818 \text{ Hz}$$

A Figura 7.2 apresenta a tensão de linha (traço 2 - superior) e a corrente de linha (traço 4 - superior) em condição de regime, para a frequência máxima de chaveamento de 2.556 Hz, bem como a tensão de linha (traço 2 - inferior) e a corrente de linha (traço 4 - inferior) para a frequência máxima de chaveamento de 1.065 Hz e frequência de saída ajustada em 6,06 Hz.

Os valores ajustados no controlador, para esta condição, foram os seguintes:

$$f_{FCT} = 20.375 \text{ Hz } (f_{out} = 6,06 \text{ Hz})$$

$$f_{VCT} = 217.875 \text{ Hz (condição nominal)}$$

$$f_{RCT} = 715.909 \text{ Hz } (f_{s(max)} = 2.556 \text{ Hz})$$

$$f_{OCT} = 1.431.818 \text{ Hz}$$

A Figura 7.3 apresenta a tensão de linha (traço 2 - superior) e a corrente de linha (traço 4 - superior) em condição de regime, para a frequência máxima de chaveamento de 2.556 Hz, bem como a tensão de linha (traço 2 - inferior) e a corrente de linha (traço 4 - inferior) para a frequência máxima de chaveamento de 1.065 Hz, com uma frequência de saída ajustada em 17,75 Hz.

Os valores ajustados no controlador, para esta condição, foram os seguintes:

$$f_{FCT} = 59.650 \text{ Hz } (f_{out} = 17,75 \text{ Hz})$$

$$f_{VCT} = 217.875 \text{ Hz (condição nominal)}$$

$$f_{RCT} = 715.909/298.295 \text{ Hz } (f_{s(max)} = 2.556/1.065 \text{ Hz})$$

$$f_{OCT} = 1.431.818/596590 \text{ Hz}$$

7.1.2 - OPERAÇÃO COM FREQUÊNCIA VARIÁVEL

A Figura 7.4 apresenta a tensão de linha (traço 1) e a corrente de linha (traço 3) para uma partida do motor com perfil linear de variação de velocidade e frequência de chaveamento máxima de 1.065 Hz, sendo que a Figura 7.5 apresenta os resultados para a frequência máxima de chaveamento de 2.556 Hz.

A Figura 7.6 apresenta a tensão de linha (traço 1) e a corrente de linha (traço 3) para partida do motor com perfil cossenoidal de variação de velocidade e frequência máxima de chaveamento de 1.065 Hz.

A Figura 7.7 apresenta a tensão de linha (traço superior) e a corrente de linha (traço inferior) para partida do motor com perfil sigmoidal de variação de velocidade e uma frequência máxima de chaveamento de 1.056 Hz, sendo que a Figura 7.8 apresenta os resultados para a frequência máxima de chaveamento de 2.556 Hz.

ho stopped

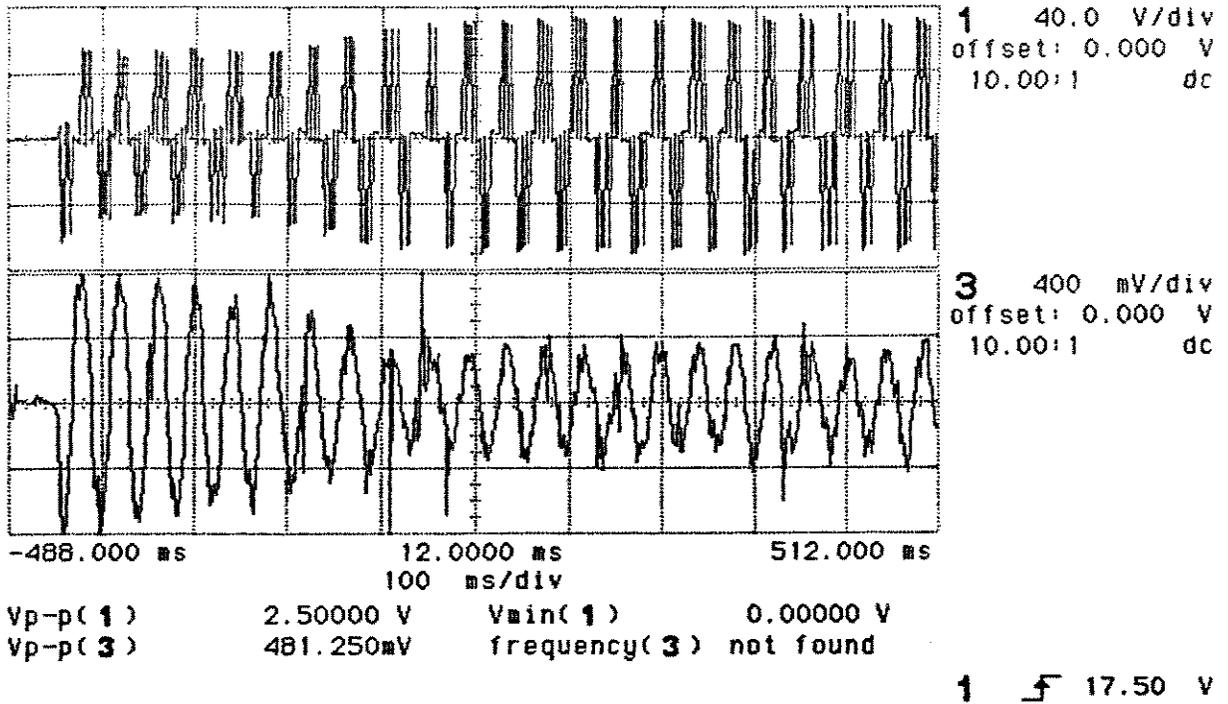


Figura 7.1 - Partida com frequência constante

ho stopped

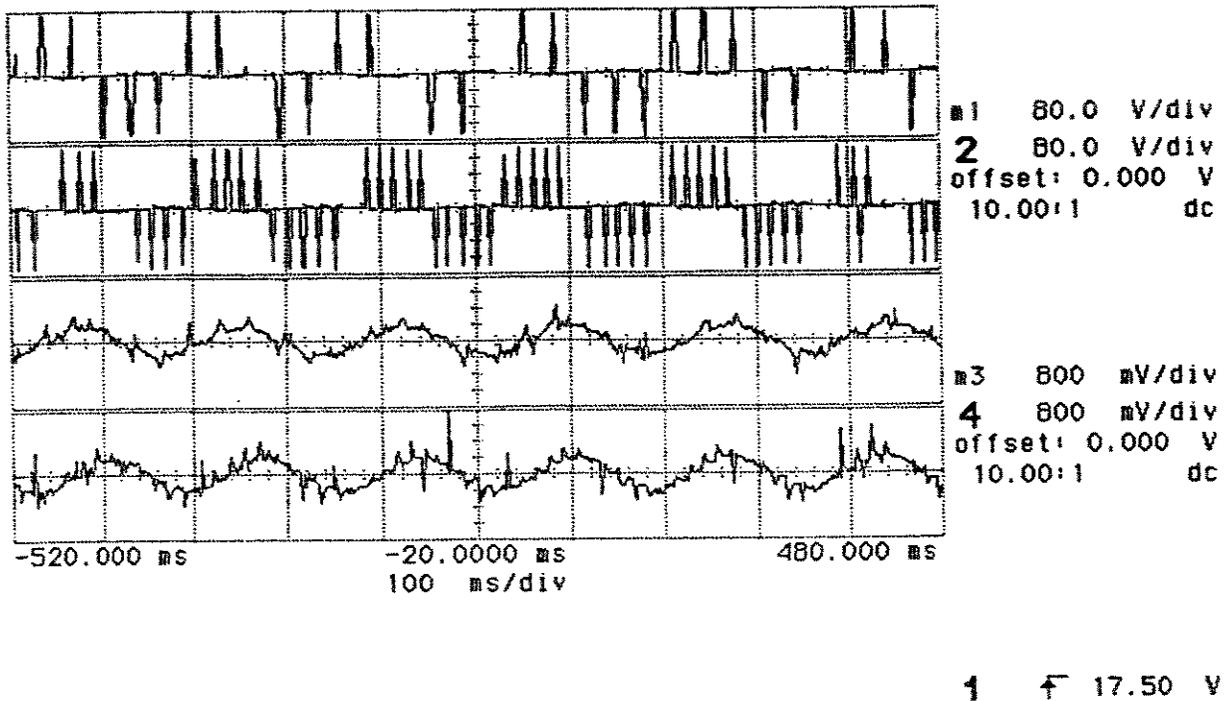
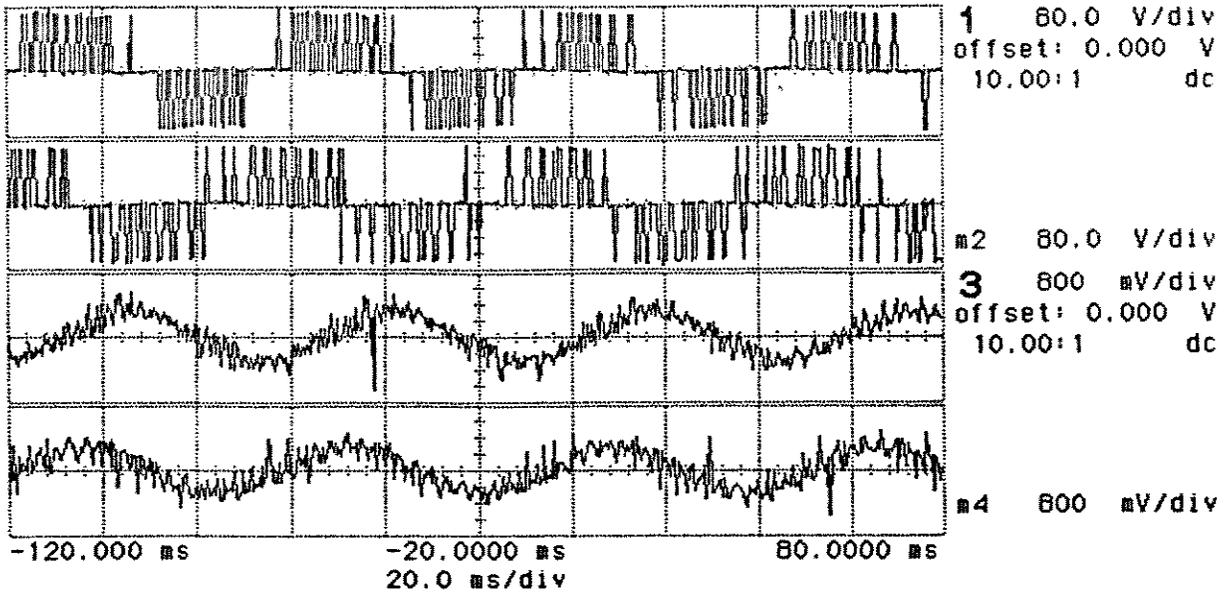


Figura 7.2 - Operação em regime ($f_{s(max)}=2.556/1065$ Hz e $f_{ow}=6,06$ Hz)

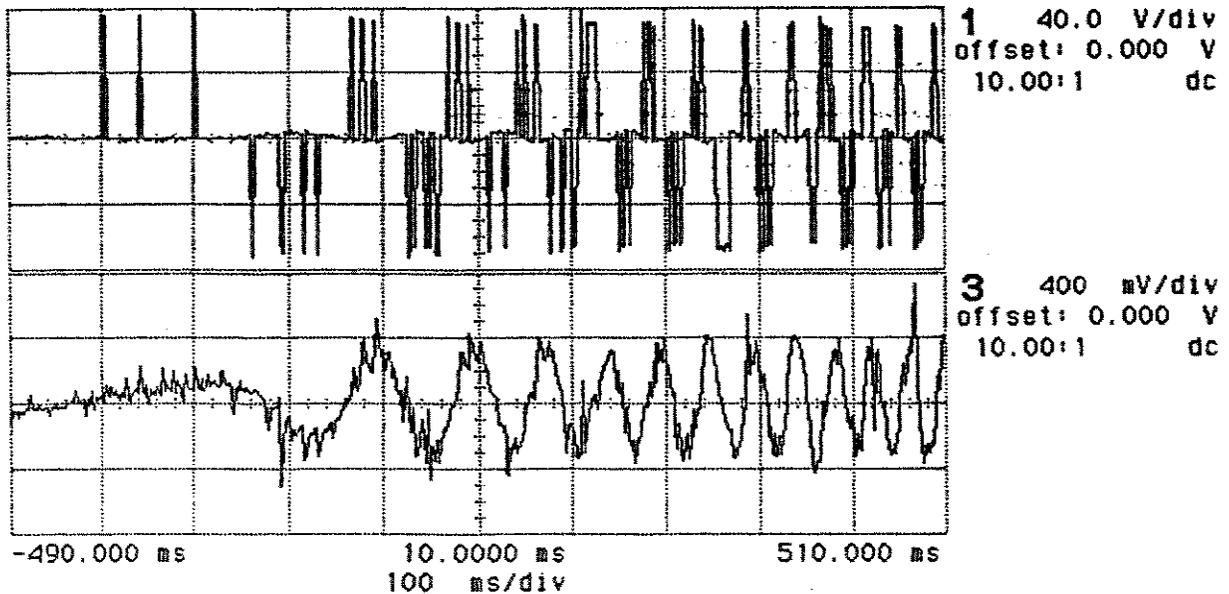
hp stopped



1 \int 17.50 V

Figura 7.3 - Operação em regime ($f_{s(max)}=2.556/1065$ Hz e $f_{out}=17,75$ Hz)

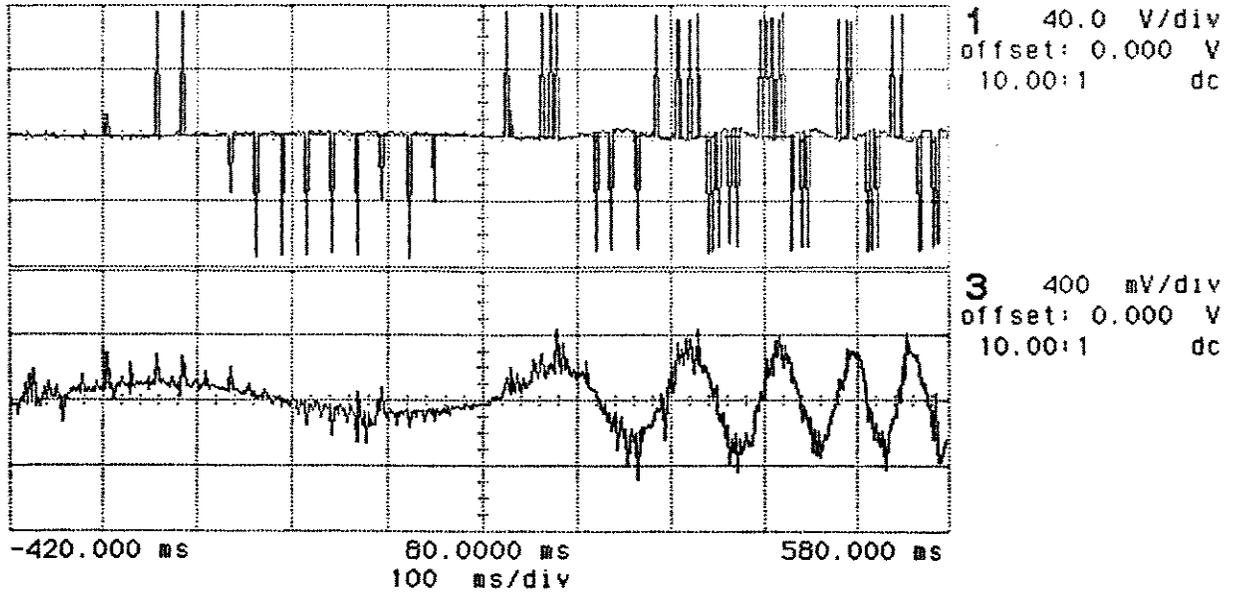
hp stopped



1 \int 17.50 V

Figura 7.4 - Perfil de velocidade linear - $f_{s(max)}=1.065$ Hz

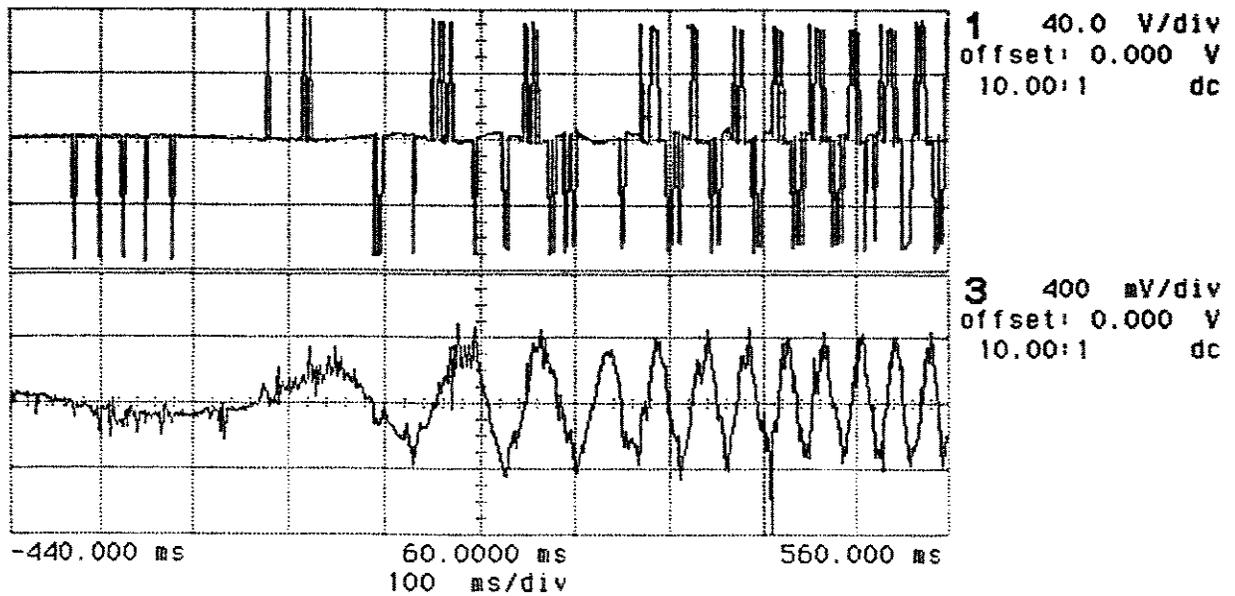
hp printing



1 f 17.50 V

Figura 7.5 - Perfil de velocidade linear - $f_{s(max)} = 2.556$ Hz

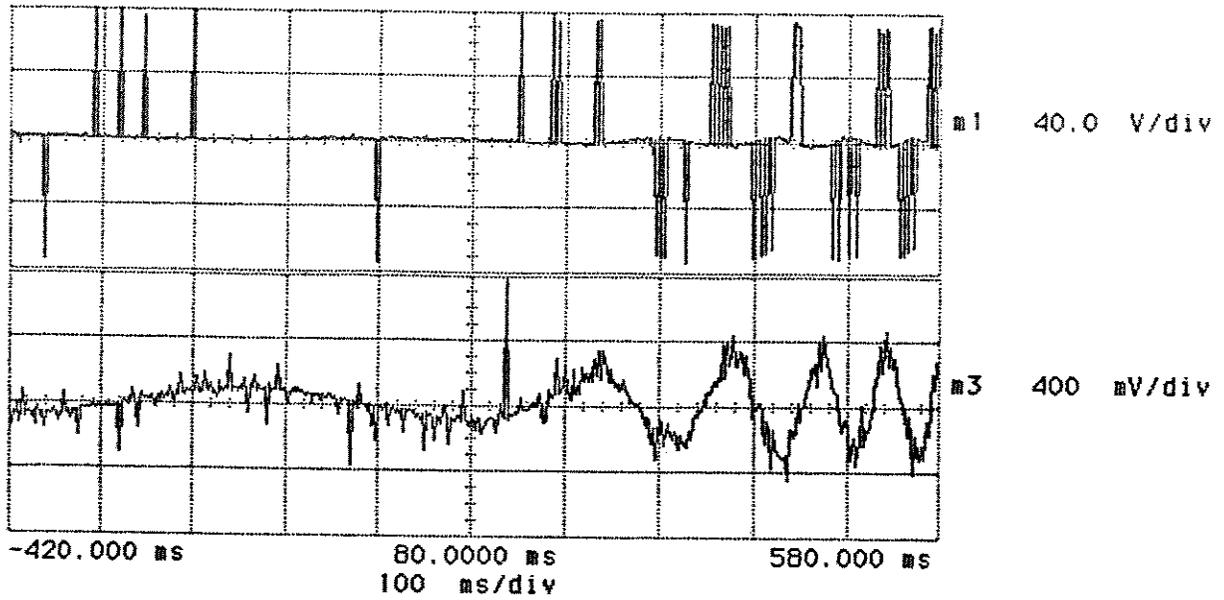
hp stopped



1 f 17.50 V

Figura 7.6 - Perfil de velocidade cossenoidal - $f_{s(max)} = 1.065$ Hz

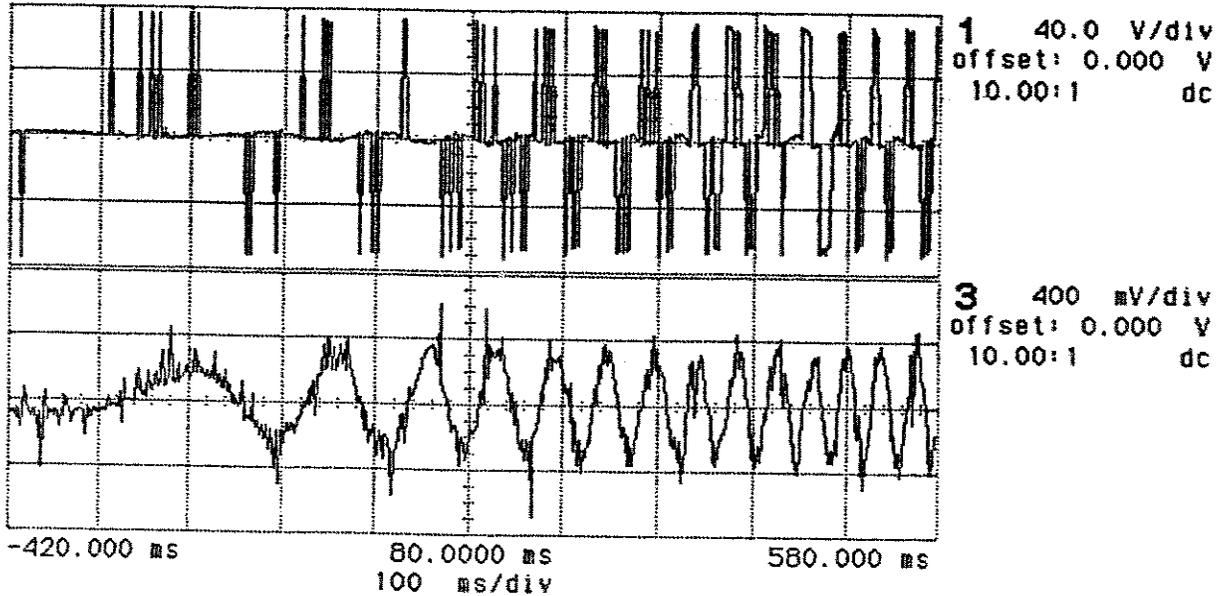
hp printing



1 \int 17.50 V

Figura 7.7 - Perfil de velocidade sigmoidal - $f_{s(max)} = 1.065$ Hz

hp stopped



1 \int 17.50 V

Figura 7.8 - Perfil de velocidade sigmoidal - $f_{s(max)} = 2.556$ Hz

7.2 - INTERFACE PARA CONTROLE ADAPTATIVO DE CORRENTE

Os resultados experimentais apresentados a seguir referem-se aos ensaios realizados com um motor de 6 polos, potência nominal de 1/4 CV e tensão nominal de 75V. A geração das referências foram obtidas através de um microcomputador AT 386/25 MHz e o algoritmo empregado foi implementado utilizando-se o Método de Fluxo Orientado com modelo simplificado. Utilizou-se perfis sigmoidal para a aceleração e a desaceleração da máquina.

Para o acionamento do motor utilizou-se um dos módulos de potência do AGV e o método empregado para a aquisição dos sinais foi idêntico àquele apresentado em 7.1.

A Figura 7.9 apresenta as correntes de referência de pré-excitação i_{ar} (traço 2) e i_{br} (traço 3) e a Figura 7.10 apresenta as correntes de linha i_{as} (traço 1) e i_{bs} (traço 3) correspondentes, obtidas nos terminais do motor. A Figura 7.11 apresenta a corrente de referência i_{cr} (traço 1) e a corrente i_{cs} (traço 3) para esta mesma condição.

A Figura 7.12 apresenta os sinais de saída da interface que controlam o transistor inferior A_1 (traço 1) e o transistor superior A_2 (traço 3) do ramo da fase A do módulo de potência, para a condição de pré-excitação. A Figura 7.13 apresenta os sinais de comando para os transistores B_1 e B_2 do ramo da fase B , para esta mesma condição.

A Figura 7.14 apresenta as correntes de referência i_{br} (traço 2) e i_{ar} (traço 3) para um perfil de aceleração sigmoidal, enquanto que a Figura 7.15 apresenta as corrente i_{as} (traço 1) e i_{bs} (traço 3) obtidas nos terminais do motor. A Figura 7.16 apresenta a corrente i_{cr} (traço 1) e a corrente i_{cs} (traço 3) para esta mesma situação.

A Figura 7.17 e a Figura 7.18 apresentam os sinais de controle do transistor inferior (traço 1) e superior (traço 3) das fases A e B , respectivamente, para o perfil de aceleração sigmoidal.

A Figura 7.19 apresenta as correntes de referência i_{ar} (traço 2) e i_{br} (traço 3) para um perfil de desaceleração sigmoidal, enquanto que a Figura 7.20 apresenta as corrente i_{as} (traço 1) e i_{bs} (traço 3) obtidas nos terminais do motor. A Figura 7.21 apresenta a corrente i_{cr} (traço 1) e a corrente i_{cs} (traço 3) para esta mesma situação.

A Figura 7.22 e a Figura 7.23 apresentam os sinais de controle do transistor inferior (traço 1) e

superior (traço 3) das fases *A* e *B*, respectivamente, para o perfil de desaceleração sigmoidal.

A Figura 7.24 apresenta um pulso, cuja largura corresponde ao tempo necessário para o microcomputador gerar uma nova referência, isto é, sua largura corresponde ao intervalo de tempo entre referências que são geradas pelo programa desenvolvido para esta finalidade.

hp stopped

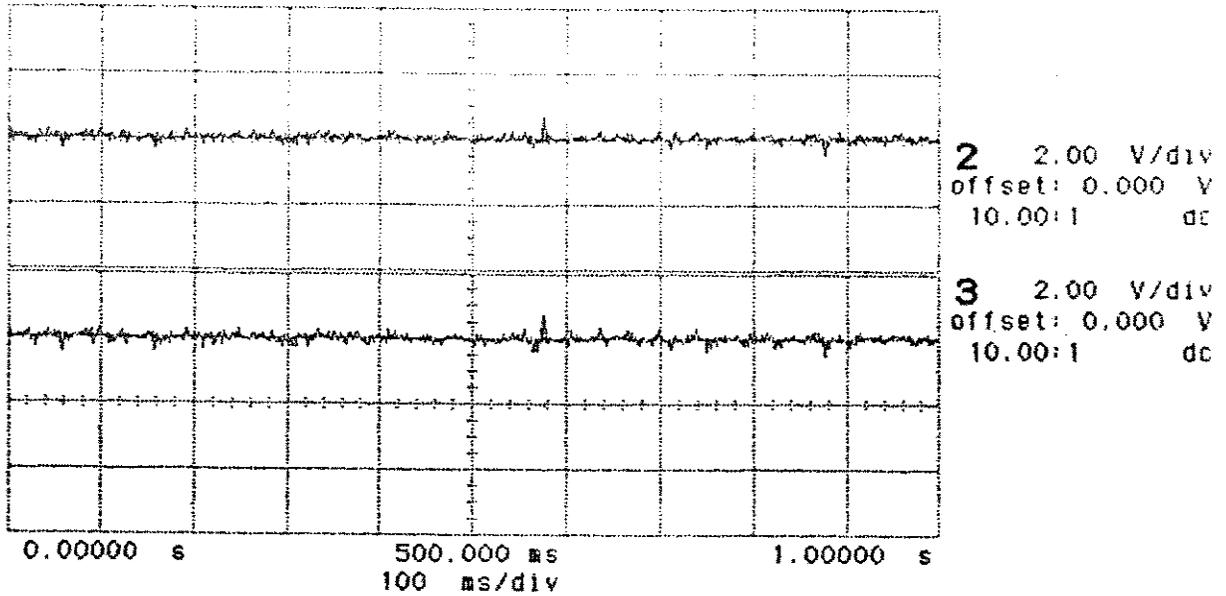


Figura 7.9 - i_w e i_{br} - pré-excitação

1 \bar{f} 7.500 V

hp stopped

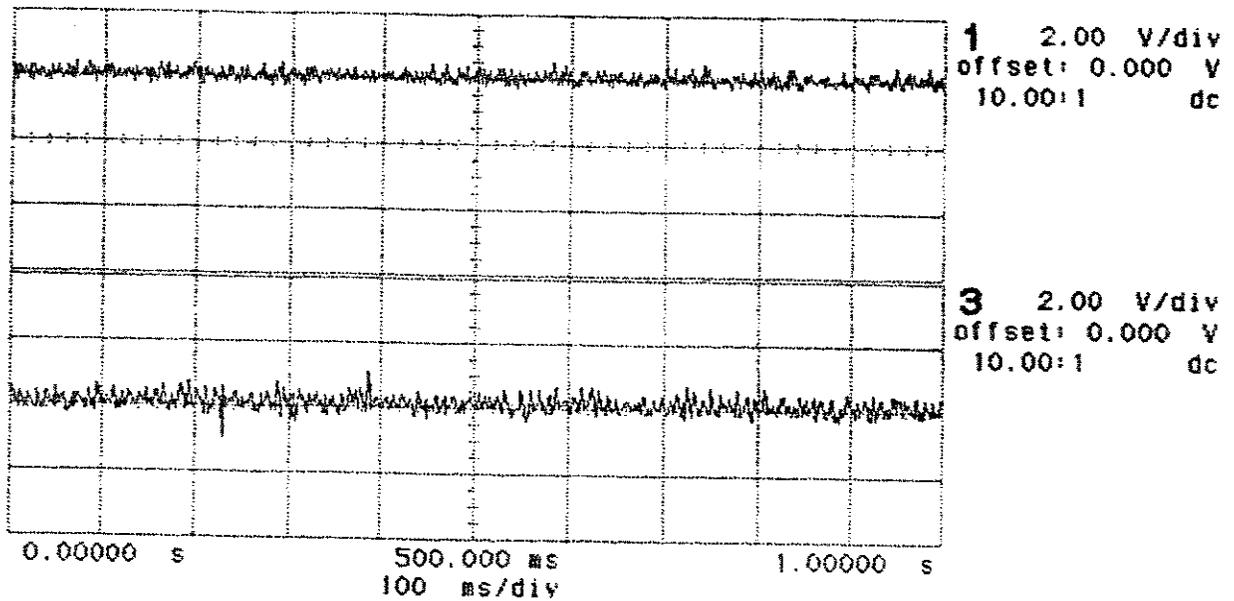
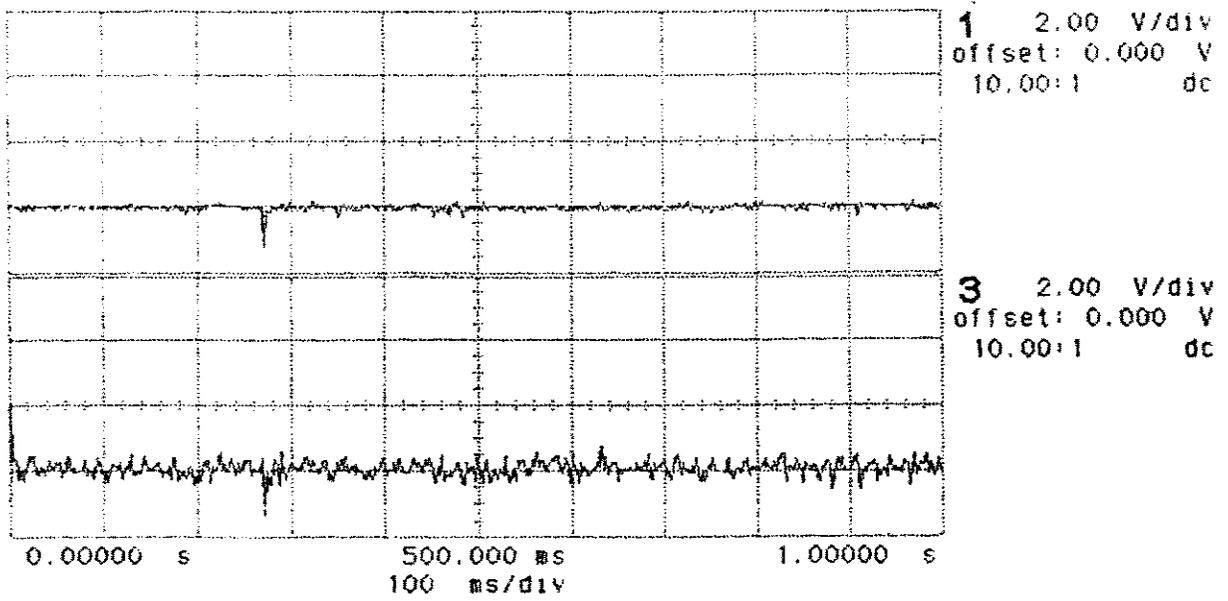


Figura 7.10 - i_w e i_{br} - pré-excitação

1 \bar{f} 6.000 V

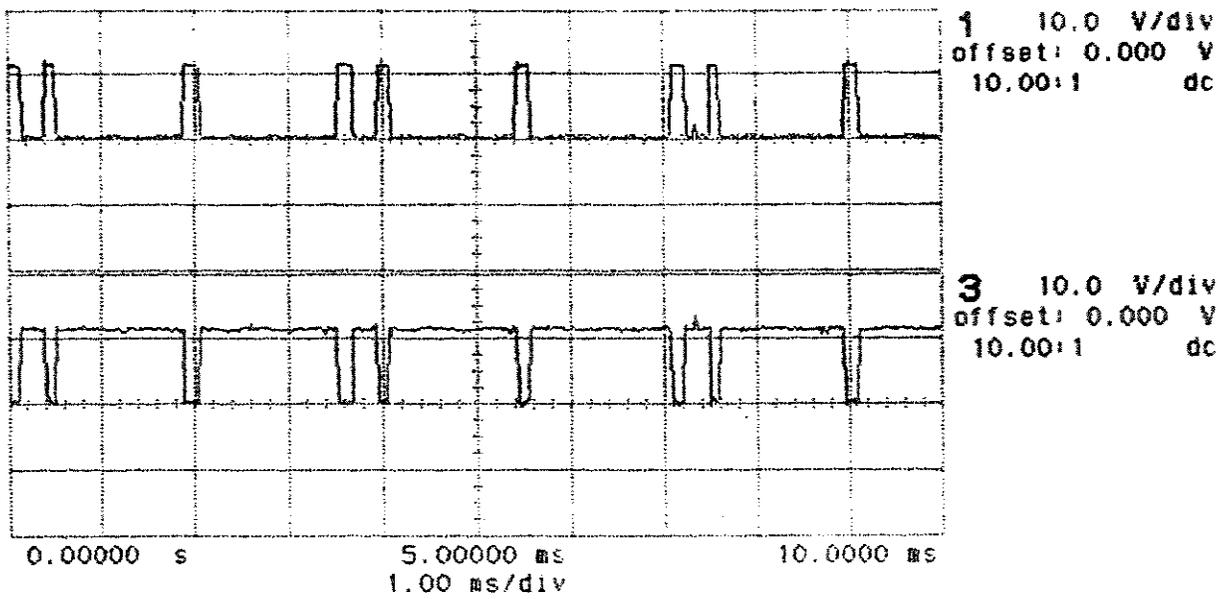
hp stopped



1 \int 6.000 V

Figura 7.11 - i_σ e i_α - pré-excitação

hp stopped



1 \int 6.000 V

Figura 7.12 - Sinais de Controle dos Transistores da fase A

hp stopped

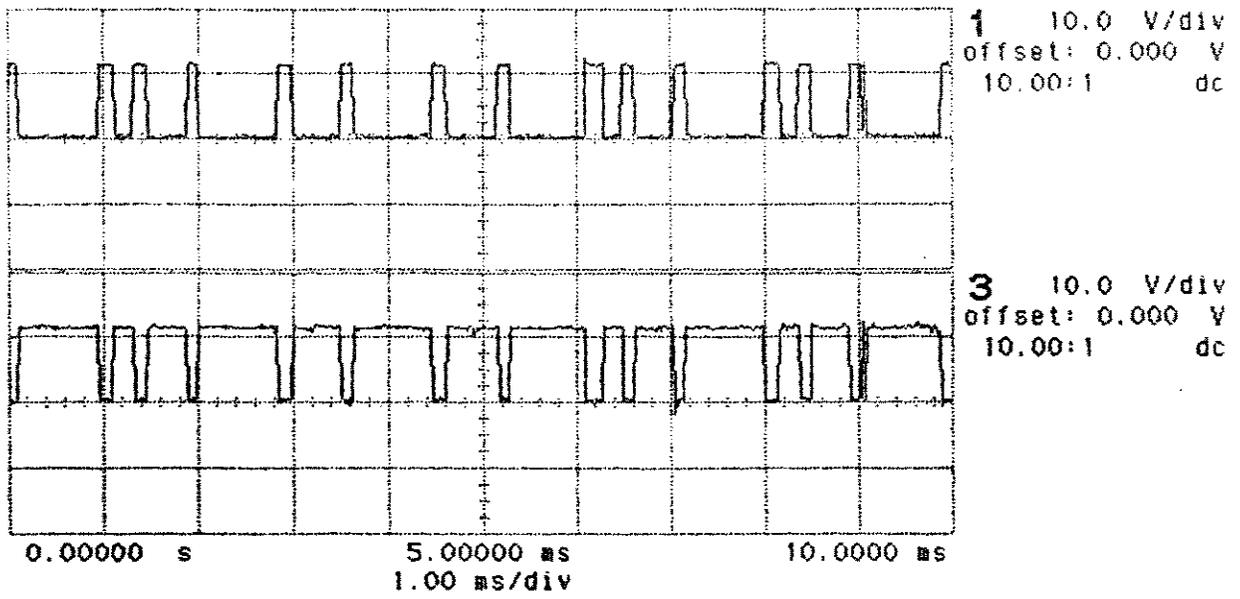


Figura 7.13 - Sinais de Controle dos Transistores da Fase C

1 f 6.000 V

hp stopped

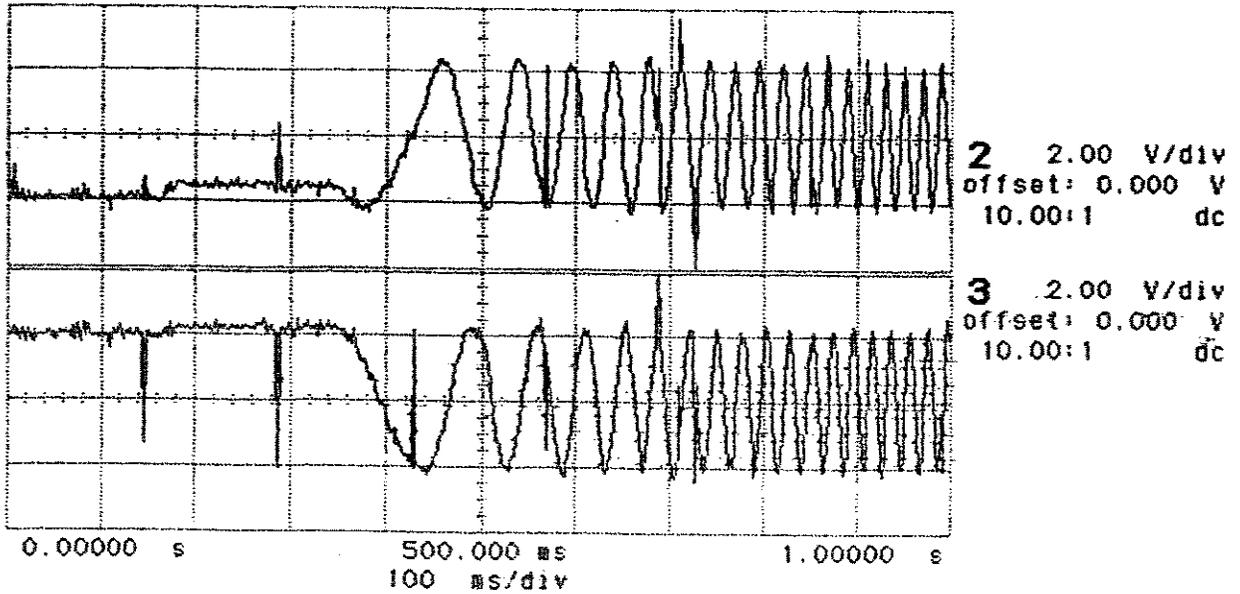


Figura 7.14 - Aceleração Sigmoidal (i_a e i_w)

1 f 6.000 V

hp stopped

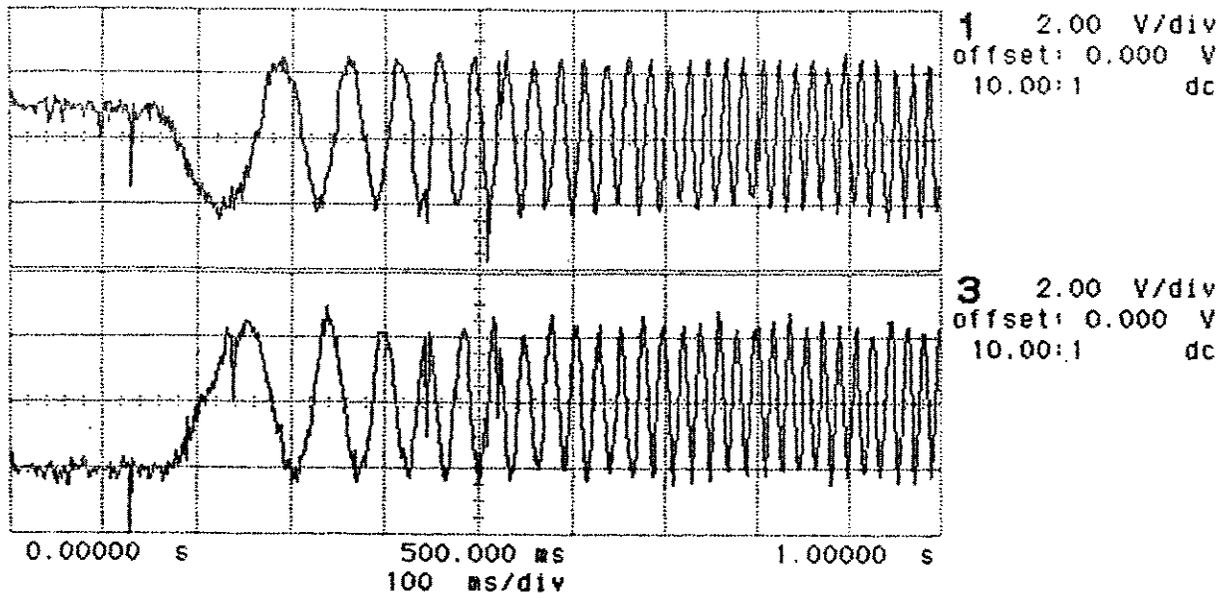


Figura 7.15 - Aceleração Sigmoidal (i_x e i_w)

1 f 6.000 V

hp stopped

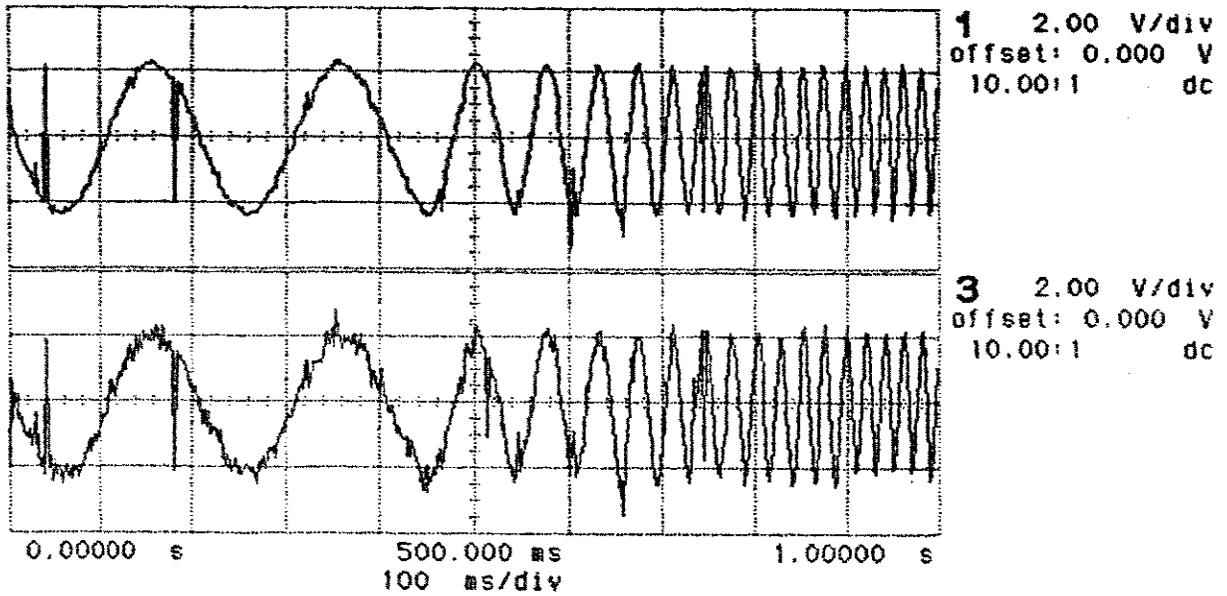


Figura 7.16 - Aceleração Sigmoidal (i_σ e i_α)

1 f 6.000 V

hp stopped

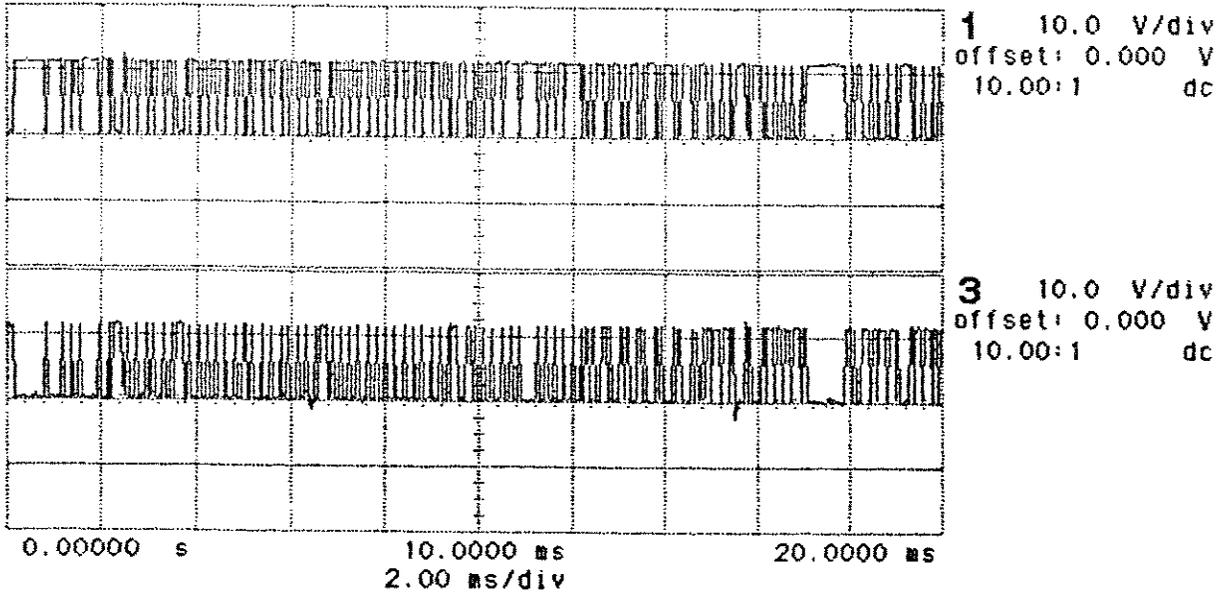


Figura 7.17 - Aceleração Sigmoidal (controle da fase A)

1 \int 2.400 V

hp stopped

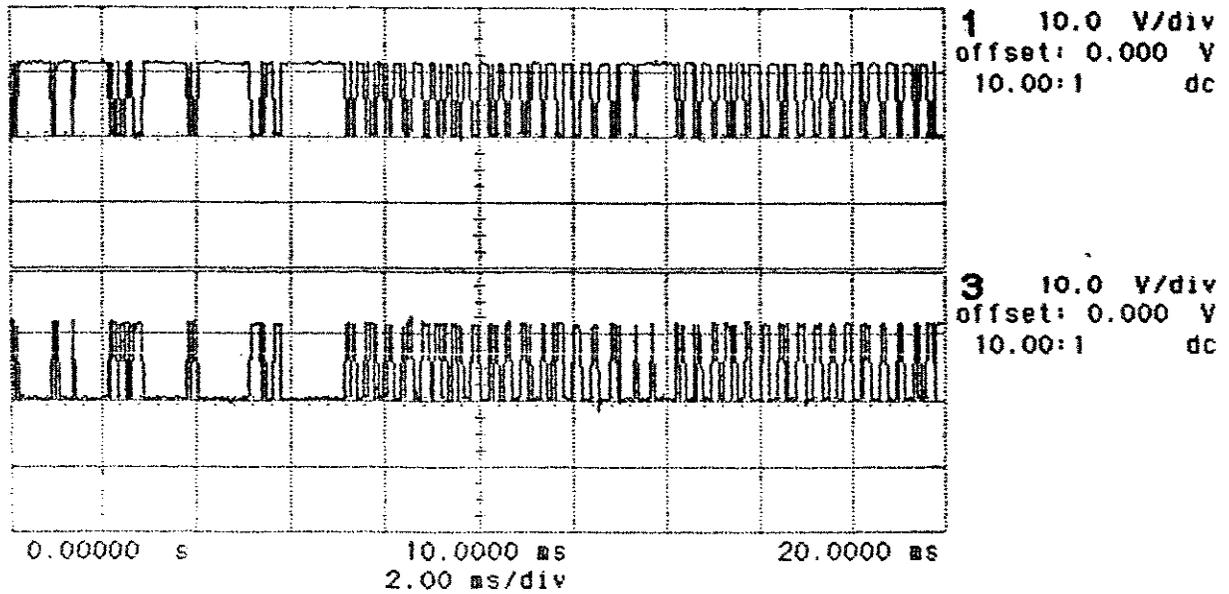


Figura 7.18 - Aceleração Sigmoidal (controle da fase B)

1 \int 2.400 V

hp stopped

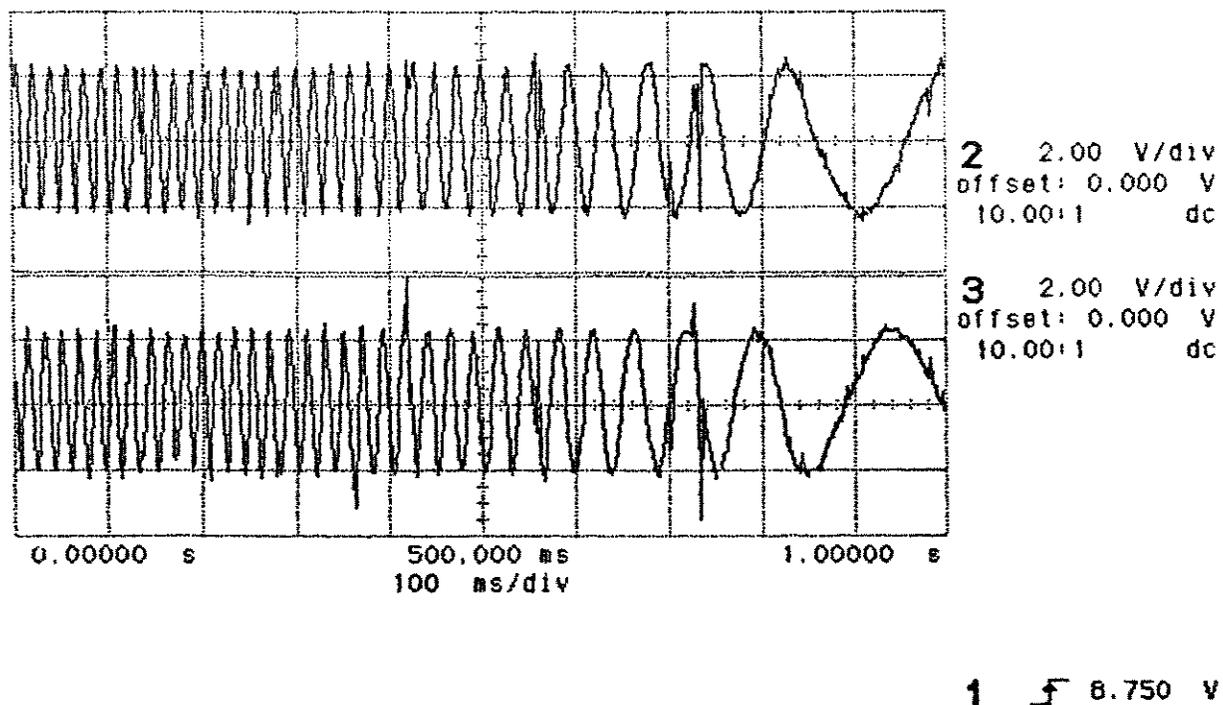


Figura 7.19 - Desaceleração Sigmoidal (i_{av} e i_{br})

hp stopped

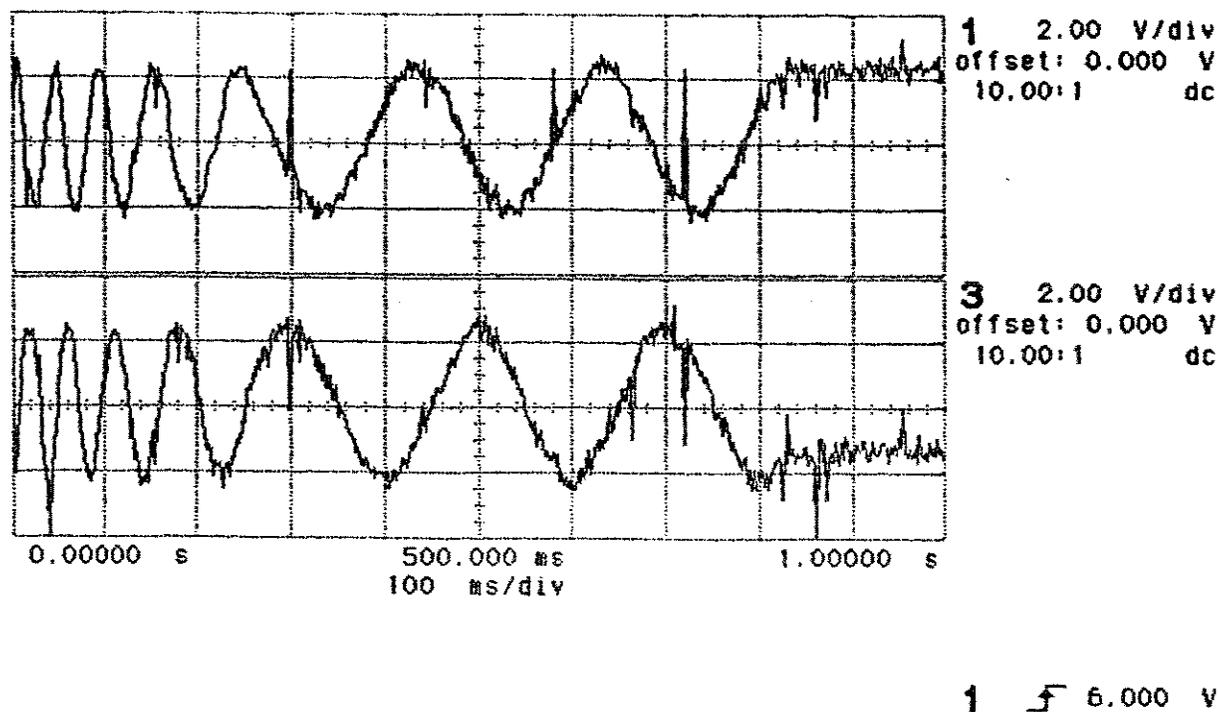


Figura 7.20 - Desaceleração Sigmoidal (i_{av} e i_{br})

hp stopped

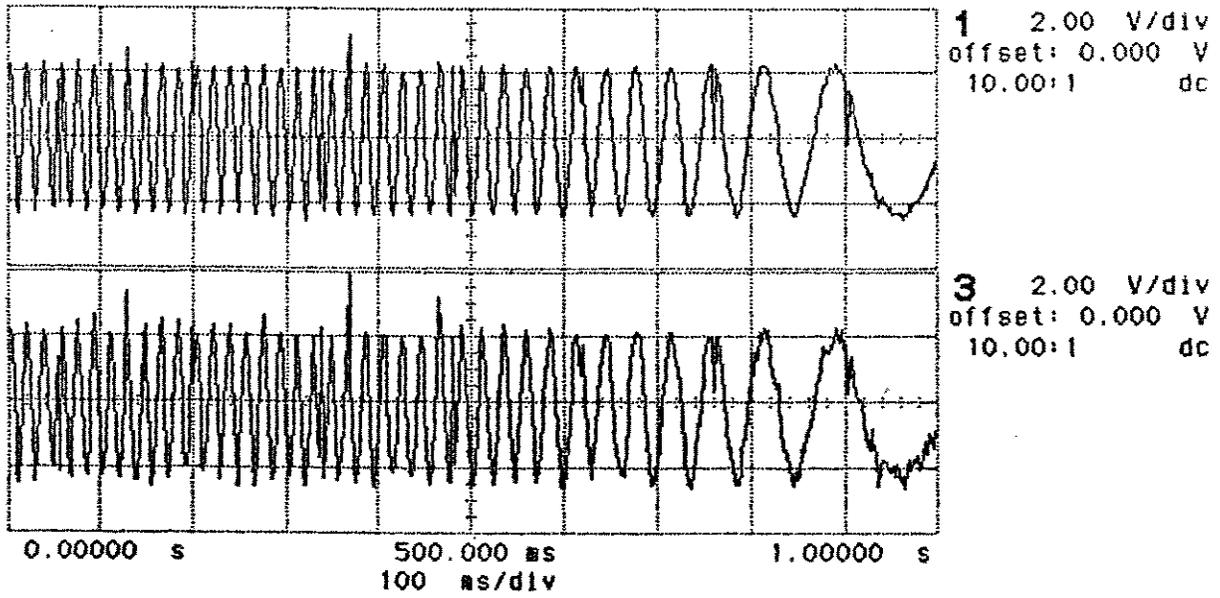


Figura 7.21 - Desaceleração Sigmoidal (i_{α} e i_{ω})

1 \int 6.000 V

hp stopped

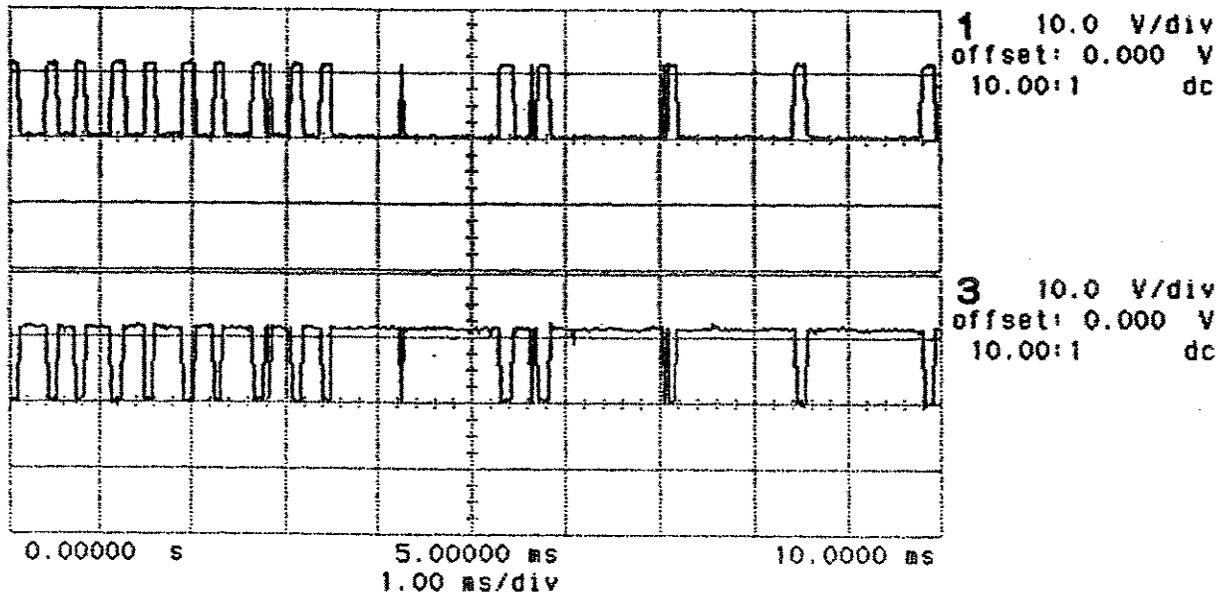
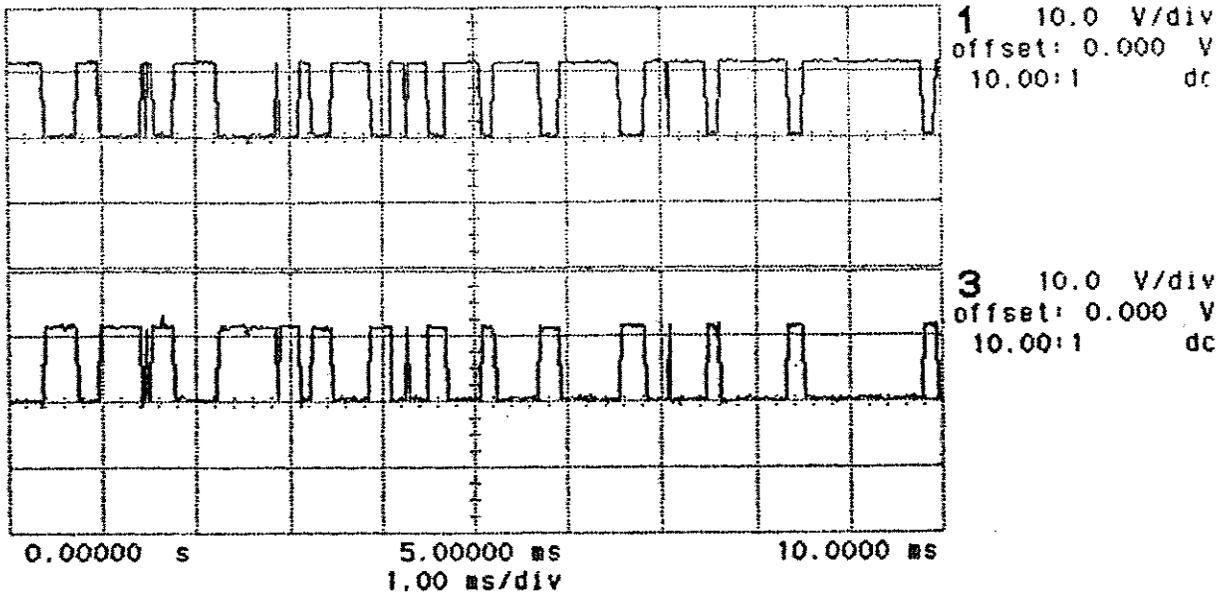


Figura 7.22 - Desaceleração Sigmoidal (controle da fase A)

1 \int 6.000 V

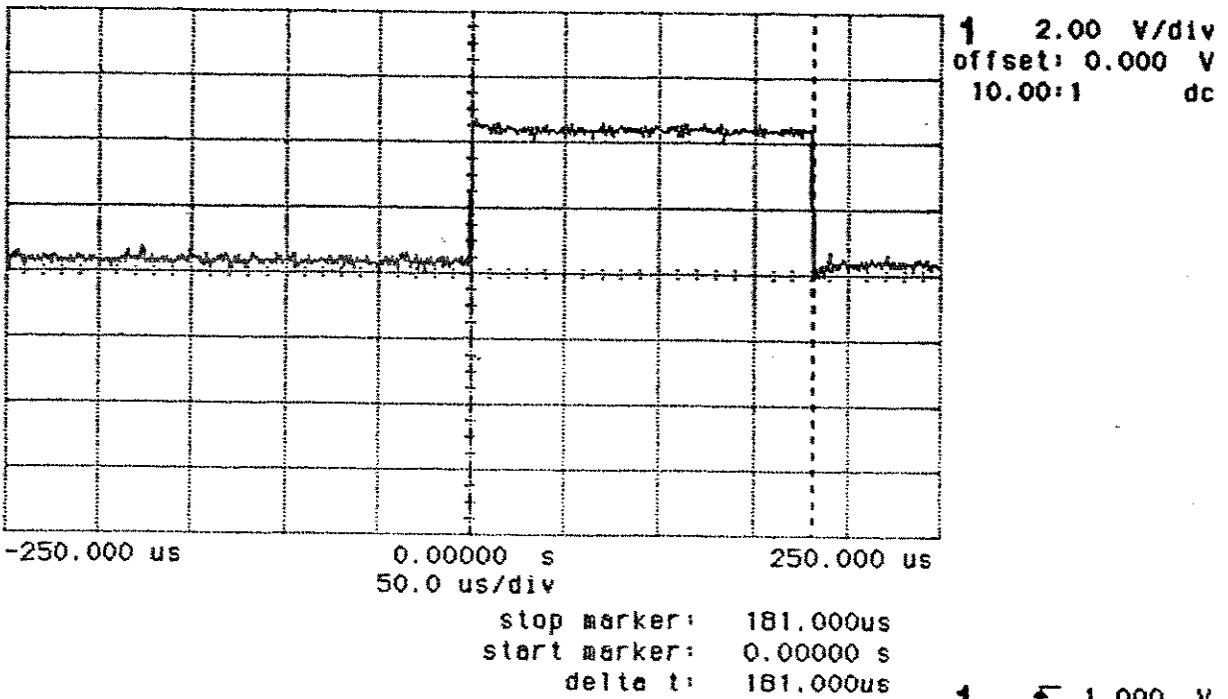
hp stopped



1 \int 6.000 V

Figura 7.23 - Desaceleração Sigmoidal (controle da fase B)

hp stopped



1 \int 1.000 V

Figura 7.24 - Intervalo de Tempo entre referências

Capítulo 8

CONCLUSÕES

Neste trabalho foram desenvolvidas duas interfaces para microcomputadores para geração de pulsos PWM, a serem empregadas no controle de inversores trifásicos utilizados no acionamento dos motores de indução trifásicos dos sistemas de tração e direção de um veículo autoguiado.

A primeira interface foi implementada utilizando-se circuito integrado HEF4752V. Este componente foi desenvolvido pela PHILIPS COMPONENTS, especialmente para implementação de projetos desta natureza e emprega técnica de eliminação de harmônicas com taxa variável de pulsos de comutação.

Na fase inicial do desenvolvimento desta interface, foram utilizados circuitos PLL (Phase Locked Loop) para a geração dos sinais de onda quadrada necessários à operação do HEF4752V. Entretanto, devido ao amplo intervalo dinâmico de frequência requerido na operação dos inversores do projeto do AGV, esta solução apresentou elevada instabilidade de operação. Uma alternativa encontrada para solucionar este problema foi a geração destes sinais através de VCOs (Osciladores Controlados por Tensão), com tensão de controle fornecida por conversores D/A. Esta solução proporcionou resultados satisfatórios e um hardware de maior simplicidade.

Verificou-se contudo, que este circuito integrado apresenta um limite superior na frequência de chaveamento da ordem de 4,5 KHz, acarretando uma limitação em sua utilização, quando se emprega transistores de potência de alta velocidade de chaveamento na ponte de potência.

Porém, como se pode observar nos resultados experimentais, esta solução mostrou-se adequada para a aplicação pretendida, daí a sua utilização no projeto final.

A segunda interface desenvolvida, está baseada no controle adaptativo de corrente e apresenta grande flexibilidade de operação, uma vez que o hardware permite: um amplo ajuste no intervalo de histerese, o emprêgo de um sinal de forma de onda triangular para introdução da modulação PWM nos pulsos de controle da ponte de potência, não impõe restrições quanto ao método utilizado para a geração de sinais de referência e pode ser empregado para acionamento de inversores bifásicos.

Como se pode observar nos resultados experimentais este tipo de interface além de proporcionar a possibilidade de se desenvolver exatamente o perfil de aceleração e desaceleração desejado, também apresenta baixo conteúdo harmônico nas correntes do motor, uma vez que este pode ser controlado pelo

ajuste do intervalo de histerese.

O grande fator limitante desta interface é a necessidade de utilização de um microcomputador de alta velocidade de processamento para a geração das referências. Este fator inviabiliza a sua utilização em projetos como o do AGV.

Uma alternativa para se contornar este problema seria o emprêgo de processadores dedicados para geração das referências a partir do modelamento do sistema, deixando maior disponibilidade de tempo do microcomputador para execução das tarefas de gerenciamento do AGV.

Baseado nos resultados experimentais e nos das simulações pode-se concluir que as interfaces desenvolvidas atenderam satisfatoriamente as necessidades do projeto do AGV. Porém recomenda-se a investigação da utilização da segunda interface substituindo-se a geração de referências "on-line" por tabelas de valores de referências armazenadas em memórias EPROM, geradas a partir de simulações.

Apêndice A

FATOR DE MODULAÇÃO PM

O desenvolvimento matemático para o fator de modulação P_M , de forma a se levar em conta modulação PWM nos pulsos de comutação é apresentado a seguir, onde se adotou o desenvolvimento por série de Fourier.

A função $g_p(t)$, que representa os pulsos de comutação do inversor e é apresentada na Figura A.1:

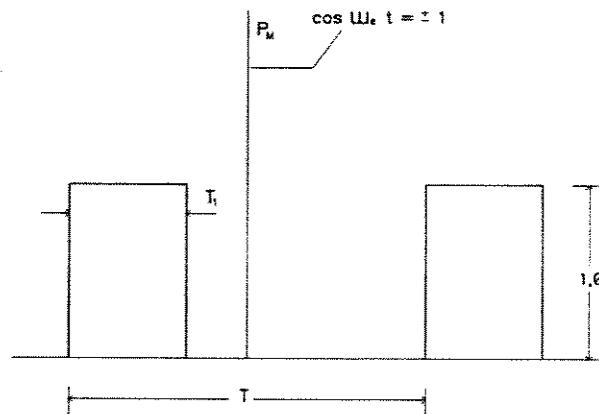


Figura A.1 - Pulsos PWM

Fixando-se o período dos pulsos em T , através da equação (A.1):

$$T = \frac{T_e}{N_p} = \frac{2\pi}{N_p \omega_e} \quad (\text{A.1})$$

e a largura dos pulsos em T_p , através da equação (A.2):

$$T_1 = \frac{T_b}{N_p} = \frac{2\pi}{N_p \omega_b} \quad (\text{A.2})$$

onde ω_e é a frequência angular instantânea de operação do inversor e ω_b é a frequência angular base que corresponde à frequência angular nominal do motor.

Para a operação do inversor com frequência variável, a frequência angular instantânea pode ser obtida como uma função da frequência angular base a partir da equação (A.3):

$$f_r = \frac{\omega_e}{\omega_b} \quad (\text{A.3})$$

O trem de pulsos modulado, que chaveia os elementos da ponte de potência do inversor, representado pela função $g_p(t)$, pode ser substituído pela série de Fourier correspondente, utilizando-se a equação (A.4):

$$g_p(t) = P_M = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega_p t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega_p t) \quad (\text{A.4})$$

onde ω_p é a frequência angular fundamental dos pulsos, dada pela equação (A.5):

$$\omega_p = N_p f_r \omega_b \quad (\text{A.5})$$

Os coeficientes da série são obtidos através do sistema de equações (A.6):

$$\begin{aligned}
\frac{a_0}{2} &= \frac{1}{T_p} \int_{-\frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2}} g_p(t) dt \\
a_n &= \frac{2}{T_p} \int_{-\frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2}} g_p(t) \cos(n\omega_p t) dt \\
b_n &= \frac{2}{T_p} \int_{-\frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2}} g_p(t) \sin(n\omega_p t) dt
\end{aligned} \tag{A.6}$$

Desta forma, o coeficiente constante da expressão, que corresponde ao valor médio da função no período é dado pela equação (A.7):

$$\frac{a_0}{2} = \frac{T_1}{T} = \frac{2 \frac{\pi}{N_p \omega_b}}{2 \frac{\pi}{N_p \omega_s}} = \frac{\omega_s}{\omega_b} = f_r \tag{A.7}$$

As expressões para os coeficientes a_n e b_n , considerando-se o intervalo de integração entre $-T/2$ e $-(T/2 - T_1)$, são dados pelas equações (A.8) e (A.9):

$$a_n = \frac{1}{n\pi} [-\sin(n\omega_p T_1 - n\pi)] \tag{A.8}$$

$$b_n = \frac{1}{n\pi} [\cos(n\pi) - \cos(n\omega_p T_1 - n\pi)] \tag{A.9}$$

Substituindo-se expressões para os coeficientes na equação da série de Fourier, obtém-se a equação (A.10):

$$\begin{aligned}
P_M &= f_r + \frac{1}{n\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sin(n\omega_p T_1 - n\pi) \cdot \cos(n\omega_p t) + \\
&+ [\cos(n\pi) - \cos(n\omega_p T_1 - n\pi)] \sin(n\omega_p t)
\end{aligned} \tag{A.10}$$

que após simplificação trigonométrica e eliminando-se os argumentos $n\pi$, obtém-se (A.11):

$$P_M = f_r + \frac{(-1)^n}{n\pi} \sum_{n=1}^{\infty} -\text{sen}[n\omega_p(t - T_1)] + \text{sen}(n\omega_p t) \quad (\text{A.11})$$

Substituindo-se ω_p em função de ω_b , obtém-se finalmente a expressão para P_M , dada pela equação (A.12):

$$P_M = f_r + \frac{(-1)^n}{n\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \text{sen}(nN_p f_r \omega_b t) - \text{sen}\left[nN_p f_r \omega_b \left(t - \frac{2\pi}{N_p \omega_b}\right)\right] \quad (\text{A.12})$$

Apêndice B

PROGRAMA DE SIMULAÇÃO

A operação do sistema inversor/motor de tração foi simulado utilizando-se o programa de simulação digital TUTSIM, e a seguir são apresentadas as macros desenvolvidos para esta finalidade.

B.1 - MACRO MOD_MI

Esta macro simula a operação de um motor de indução trifásico com rotor do tipo gaiola de esquilo.

B.1.1 - ENTRADAS

- tempo*: variável tempo (bloco 4)
- ω_e : velocidade angular elétrica (bloco 7)
- v_d : tensão do eixo direto (bloco 11)
- v_q : tensão do eixo em quadratura (bloco 12)

B.1.2 - SAÍDAS

- i_a : corrente da fase a (bloco 76)
- ω_r : velocidade angular do rotor (bloco 69)
- ω_m : velocidade angular mecânica (bloco 66)

B.13 - MODELO

Macro File: lib\mod_mi.mac

Date: 1 / 15 / 1993

Time: 9 : 7

1 REM

2 REM

MODELO DINAMICO DE MOTOR DE INDUCAO TRIFASICO

Alimentacao definida pelos blocos: vqs, vds e we

3 REM

0.0000	4 ADL	###		;copia Time
2.0000	5 CON			;2
3.0000	6 CON			;3
0.0000	7 ADL	###		;copia we
	8 MUL	7	4	;We*t
	9 COS	8		;cos(We*t)
	10 SIN	8		;sin(We*t)
0.0000	11 ADL	###		;copia vds
0.0000	12 ADL	###		;copia vqs
	13 REM			

14 REM

,Parametros do motor:

8.3300	15 CON			;Rs
6.9700	16 CON			;Rr
0.3767000	17 CON			;Ls
0.3767000	18 CON			;Lr
0.3659000	19 CON			;Lm
4.0000	20 CON			;P
0.0060000	21 CON			;J
1.3400	22 CON			;Tc
	23 REM			

24 MUL 19 19 ;Lm²

25 DIV	24	18		;Lm ² /Lr
26 SUM	17	-25		;Ls-Lm ² /Lr
27 DIV	19	18		;Lm/Lr
28 DIV	16	18		;Rr/Lr
29 SUM	7	-69		;Wsl - We-Wr
30 REM				

31 REM

,Equacoes de Fluxo Concatenado:

	32 MUL	28	36		;Rr/Lr*PHIdr
	33 MUL	16	27	50	;Rr(Lm/Lr)*ids
	34 MUL	29	41		;(We-Wr)*PHIqr
	35 SUM	-32	33	34	;pPHIdr
0.0000	36 INT	35			;PHIdr
	37 MUL	28	41		;(Rr/Lr)*PHIqr
	38 MUL	16	27	57	;Rr(Lm/Lr)*iqs
	39 MUL	29	36		;(We-Wr)*PHIdr
	40 SUM	-37	38	-39	;pPHIqr
0.0000	41 INT	40			;PHIqr
	42 REM				

43 REM

,Equacoes de Correntes:

	44 MUL	15	50		;Rs*ids
	45 MUL	27	35		;(Lm/Lr)*pPHIdr
	46 MUL	7	27	41	;We(Lm/Lr)*PHIqr
	47 MUL	7	26	57	;We(Ls-Lm ² /Lr)*iqs
	48 SUM	11	-44	-45	;(Ls-Lm ² /Lr)*pids
		46	47		
	49 DIV	48	26		;pids
0.0000	50 INT	49			;ids
	51 MUL	15	57		;Rs*iqs
	52 MUL	27	40		;(Lm/Lr)*pPHIqr
	53 MUL	7	27	36	;We(Lm/Lr)*PHIdr
	54 MUL	7	26	50	;We(Ls-Lm ² /Lr)*ids
	55 SUM	12	-51	-52	;(Ls-Lm ² /Lr)*piqs
		-53	-54		
	56 DIV	55	26		;piqs
0.0000	57 INT	56			;iqs
	58 REM				

59 REM

,Equacoes de Torque:

	60 MUL	36	57		;PHIdr*iqs
	61 MUL	41	50		;PHIqr*ids

```

62 SUM      60      -61      ;PHIdr*iqs - PHIqr*ids
63 MUL      6      68      62 ;3P/2*(PHIdr*iqs-PHIqr*ids)
64 DIV      63      5      ;Te
65 SUM      64      -22     ;Te-Tc
66 DIV      65      21     ;pWm - (Te-Tc)/J
0.0000     67 INT      66     ;Wm
68 DIV      20      5      ;P/2
69 MUL      67      68     ;Wr
70 REM

-----
71 REM
;Equacao da Corrente ia
72 MUL      50      10     ;ids*sin(We*t)
73 MUL      57      9      ;iqs*cos(We*t)
74 SUM      72      73     ;(3/2)*ia
75 MUL      74      5      ;3*ia
76 DIV      75      6      ;ia

```

B.2 - MACRO GQSGDS

Esta macro calcula os fatores Gqs e Gds que permite o cálculo das tensões de eixo direto e em quadratura a partir da tensão do "link".

B.2.1 - ENTRADAS

$\omega_e t$: posição angular elétrica (bloco 5)

PM : fator PM, para modulação PWM (blocos 62 e 63)

B.2.2 - SAÍDAS

v_{ds} : tensão de eixo direto (bloco 62)

v_{qs} : tensão de eixo em quadratura (bloco 63)

v_{as} : tensão da fase a (bloco 60)

B.2.3 - MODELO

Macro File: lib\gqsgds.mac

Date: 1 / 15 / 1993

Time: 9 : 6

1 REM

;

2 REM

;Funcoes de chaveamento: Gqs e Gds

3 REM

;

B.3 - MACRO FATOR_PM

Esta macro calcula o fator PM que introduz a modulação PWM na tensão de alimentação do motor.

B.3.1 - ENTRADAS

tempo: variável tempo (bloco 5)

ω_e : velocidade angular elétrica (bloco 7)

P : número de pólos do motor (bloco 6)

B.3.2 - SAÍDAS

PM : fator PM (bloco 59)

B.3.3 - MODELO

Macro File: lib\fator_pm.mac

Date: 1 / 15 / 1993

Time: 9 : 7

1 REM

2 REM

;Fator de modulacao PWM: PM

3 REM

377.0000

4 CON

;Frequencia base: wb

0.0000	5 ADL	###			;copia Time
0.0000	6 ADL	###			;copia P (nr. de polos)
0.0000	7 ADL	###			;copia wperfil (vel. ang.)
0.5000000	8 GAI	6			;P/2
	9 MUL	7	8		;we - wperfil*(P/2)
0.1591540	10 GAI	9			;fe - we/(2*pi)
	11 DIV	9	4		;fR
	12 FNC	10			
1	0.0000	168.0000			
2	6.0000	168.0000			
3	6.0010	120.0000			
4	8.0000	120.0000			
5	8.0010	84.0000			
6	12.0000	84.0000			
7	12.0010	60.0000			
8	16.0000	60.0000			
9	16.0010	42.0000			
10	24.0000	42.0000			
11	24.0010	30.0000			
12	32.0000	30.0000			
13	32.0010	21.0000			
14	48.0000	21.0000			
15	48.0010	15.0000			
16	60.0000	15.0000			
0.5000000	13 GAI	12			;NP/2
3.1415	14 CON				;pi
	15 MUL	13	4		;(NR/2)*wb
	16 DIV	14	15		;pi/((NR/2)*wb)
	17 SUM	5	-16		;t-pi/((NR/2)*wb)
	18 MUL	12	11	4	;alfa-NR*fR*wb*t
		5			
	19 MUL	12	11	4	;beta-NR*fR*wb*(t-
		17			+pi/(NR/2)*wb)
	20 SIN	18			;sen(alfa)
	21 SIN	19			;sen(beta)
	22 SUM	20	-21		;sen(alfa)-sen(beta)
	23 DIV	22	14		;m1
2.0000	24 GAI	14			;2pi
2.0000	25 GAI	18			;2*alfa
2.0000	26 GAI	19			;2*beta
	27 SIN	25			;sen(2*alfa)
	28 SIN	26			;sen(2*beta)
	29 SUM	27	-28		;sen(2*alfa)-sen(2*beta)
	30 DIV	29	24		;m2
3.0000	31 GAI	14			;3pi

B.4 - MACRO PERFIL1

Esta macro fornece o perfil de aceleração do motor de forma cossenoidal.

B.4.1 - ENTRADAS

tempo: variável tempo (bloco 4)

B.4.2 - SAÍDAS

ω_r : velocidade angular do rotor (bloco 20)

$\omega_e t$: posição angular elétrica (bloco 21)

B.4.3 - MODELO

Macro File: lib\perfill1.mac

Date: 1 / 15 / 1993

Time: 9 : 5

```

                                1 REM
;-----
                                2 REM
;Perfil de Velocidade do Modulo: Cossenoidal
                                3 REM
;-----
0.0000      4 ADL      ###      ;copia Time
1.0000      5 CON      ;vmax
1.0000      6 CON      ;ta
```

3.1415	7 CON				;pi
1.0000	8 CON				;1
2.0000	9 CON				;2
	10 DIV	5	9		;vmax/2
	11 DIV	7	6		;wa=pi/ta
	12 MUL	11	4		;wa*Time
	13 SUM	12	-7		;teta=wa*t-pi
	14 COS	13			;cos(wa*t-pi)
	15 SUM	8	14		;1+cos(wa*t-pi)
	16 MUL	10	15		;vperfil=(1/2)*vmax[1+
					+cos(wa*t-pi)]
	17 SUM	4	-6		;t-ta
0.0000	18 REL	5	16	16	;fixa vmax apos ta
		17			
0.0132000	19 ATT	18			;we=vperfil/[Rroda*(n1/n2)]
22.0000	20 LIM	19			;wemin<- we <- wemax
377.0000	21 MUL	20	4		;we*t

Apêndice C

PROGRAMA DE CONTROLE PARA TESTE

C.1 - INTRODUÇÃO

O programa de controle para teste foi desenvolvido em linguagem C++ e inclui as rotinas que permitem proceder os ajustes necessários à operação da interface. Através do mesmo é possível controlar a operação do inversor de modo iterativo possibilitando assim a obtenção dos resultados experimentais desejados.

C.2 - DESCRIÇÃO DO PROGRAMA DE CONTROLE

A seguir é apresentado o programa fonte de controle, onde se detalha as diversas funções que o compõe.

C.2.1 - FUNÇÃO PRINCIPAL

Na função principal são definidas as variáveis globais e também são incluídas as definições padrões da linguagem C++. Também é através da função principal que se processam as operações de inicialização da interface.

```
/* Programa: Test6.C
   Autor: Ivo Reis Fontes
   Data: 27.Mai.91
   Funcao: Teste de Operacao da Placa "INVERT6"
```

```
*/
```

```
/* ...definicoes... */
```

```
#define UPDATE 0xf7
```

```

#define NOTUPDATE      0x08
#define CLEAR          0xfb
#define NOTCLEAR       0x04
#define DACALSB_1     0x0300
#define DACAMSB_1     0x0301
#define DACBLSB_1     0x0302
#define DACBMSB_1     0x0303
#define DACALSB_2     0x0304
#define DACAMSB_2     0x0305
#define DACBLSB_2     0x0306
#define DACBMSB_2     0x0307
#define DIV0           0x0308
#define DIV1           0x0309
#define DIV2           0x030a
#define DIVCR          0x030b
#define WCR1           0x030c
#define WCR2           0x030e
#define MUX0           0xfc
#define MUX1           0x01
#define MUX2           0x02
#define MUX3           0x03

```

```

/*      ...includes...      */

```

```

#include <conio.h>
#include <dos.h>
#include <math.h>

```

```

/*      ...variaveis globais...      */

```

```

unsigned int      dac1a, dac1b, dac2a, dac2b, valor;

```

```

float      a, a1, a2, a3, a4,
           b, b1, b2, b3, b4;

```

```

/*      */

```

```

void menu(void);

```

```

void ajusta_wcr(char);
void inicia_vco(char);
void ajusta_vco(char, unsigned int);
void update_dac(char);
void start_stop(char);
void inv_rot(char);
void base_tempo(unsigned int);
unsigned int mede_freq(unsigned int);
void div_2(unsigned int);
void perfill(void);
void perfilc(void);
void perfils(void);
void main(void)
{
    unsigned char    contr_1, contr_2;

    char            ch1, ch2, vco;

    unsigned int    base, divisor;

    float           freq;

    /*      ...Ajusta OCT e RCT...      */

    div_2(5);

    /*      ...Programa Principal...    */

    do
    {
        menu();
        gotoxy(10,18);
        printf("Entre com a Opcao: ");
        ch1 = getch();
        switch (ch1)
        {
            case '1':

```

```

    {
        clrscr();
        gotoxy(10,10);
        printf("Registro a resetar (1/2) : ");
        ch2 = getche();
        ajusta_wcr(ch2);
        break;
    }
case '2':
    {
        clrscr();
        ch2 = inportb(WCR1);
        ch2 &= CLEAR;
        outportb(WCR1,ch2);
        ch2 |= NOTCLEAR;
        outportb(WCR1,ch2);
        ch2 = inportb(WCR2);
        ch2 &= CLEAR;
        outportb(WCR2,ch2);
        ch2 |= NOTCLEAR;
        outportb(WCR2,ch2);
        break;
    }
case '3':
    {
        clrscr();
        gotoxy(10,10);
        printf("INICIALIZACAO DE VCO");
        gotoxy(10,12);
        printf("VCO a ser inicializado : ");
        vco = getche();
        inicia_vco(vco);
        gotoxy(10,14);
        printf("a = %f", a);
        gotoxy(10,15);
        printf("b = %f", b);
        ch1 = getch();
    }

```

```

        break;
    }
case '4':
    {
        clrscr();
        gotoxy(10,10);
        printf("  AJUSTE DE VCO\n");
        printf("\nVCO a ser ajustado: ");
        vco = getch();
        printf("\nValor desejado: ");
        scanf("%u", &valor);
        printf("\nValor digitado: %u",valor);
        ajusta_vco(vco, valor);
        break;
    }
case '5':
    {
        clrscr();
        gotoxy(10,10);
        printf("  MEDE FREQ. DE VCO");
        gotoxy(10,12);
        printf("Entre com o NR do VCO : ");
        vco = getch();
        switch(vco)
            {
                case '1':
                    {
                        contr_1 = 0x00;
                        break;
                    }
                case '2':
                    {
                        contr_1 = 0x01;
                        break;
                    }
                case '3':
                    {

```

```

        contr_1 = 0x02;
        break;
    }
    case '4':
        {
            contr_1 = 0x03;
            break;
        }
    }
    contr_2 = inportb(WCR1);
    contr_2 &= 0xfc;
    contr_2 |= contr_1;
    outportb(WCR1,contr_2);
    freq = (float) mede_freq(57272) * 25;
    gotoxy(10,14);
    printf("Frequencia medida <HZ> = %f", freq);
    getch();
    break;
}
case '6':
{
    clrscr();
    gotoxy(10,10);
    printf("  ACELERADOR/DESACELERADOR");
    gotoxy(10,12);
    printf("< + > acelera - <-> desacelera");
    gotoxy(10,14);
    printf("Termina com <BARRA DE ESPACO>...");

    valor = dac1a;

do
{

        gotoxy(10,16);
        ch2 = getch();
        switch(ch2)

```

```

        {
        case '+':
            {
                valor += 10;
                ajusta_vco('1', valor);
                break;
            }
        case '-':
            {
                valor -= 10;
                ajusta_vco('1', valor);
                break;
            }
        case '1':
            {
                perfill();
                break;
            }
        case '2':
            {
                perfilc();
                break;
            }
        case '3':
            {
                perfils();
                break;
            }
        }
    } while (getch() != ' ');
    break;
}
case '7':
{
    clrscr();
    ch2 = '1';
    start_stop(ch2);
}

```

```
        break;
    }
    case '8':
    {
        clrscr();
        ch2 = '2';
        start_stop(ch2);
        break;
    }
    case '9':
    {
        clrscr();
        ch2 = '1';
        inv_rot(ch2);
        break;
    }
    }
}while (ch1 !='0');
}
```

C.2.2 - MÓDULO: MENU PRINCIPAL

Este módulo fornece as opções disponíveis no programa, que correspondem às ações principais e necessárias para teste da interface.

```
/*-----Rotina: Menu Principal-----*/
```

```
void menu(void)
{
    clrscr();
    gotoxy(10,5);
    printf(" MENU PRINCIPAL");
    gotoxy(10,7);
    printf("1 - Reset das WCRs");
    gotoxy(10,8);
    printf("2 - Reset dos DACs");
    gotoxy(10,9);
    printf("3 - Inicializacao de VCO");
    gotoxy(10,10);
    printf("4 - Ajuste de VCO");
    gotoxy(10,11);
    printf("5 - Frequencimetro");
    gotoxy(10,12);
    printf("6 - Acelerador < + > /Desacelerador < - >");
    gotoxy(10,13);
    printf("7 - Motor 1 - Start/Stop");
    gotoxy(10,14);
    printf("8 - Motor 2 - Start/Stop");
    gotoxy(10,15);
    printf("9 - Inverte Rotacao da Tracao");
    gotoxy(10,17);
    printf("0 - Termina execucao do programa");
}
```

C.2.3 - MÓDULO: AJUSTE DOS OSCILADORES CONTROLADOS POR TENSÃO

Este módulo permite o ajuste da frequência do sinal gerado pelos osciladores controlados por tensão, que correspondem aos sinais FCT e VCT de controle dos circuitos integrados geradores dos pulsos PWM. O ajuste de cada VCO é realizado carregando-se a palavra binária adequada no canal correspondente de um dos conversores digitais/analógicos.

```
/*-----Rotina: Ajusta VCOs-----*/
```

```
void ajusta_vco(char vco_nr, unsigned int valor_dac)
{
    unsigned char    wcr, lsb, msb;

    lsb = valor_dac;
    msb = (valor_dac >> 8);

    switch(vco_nr)
    {
        case '1':
            {
                dac1a = valor_dac;
                wcr = inportb(WCR1);
                wcr &= MUX0;
                outportb(WCR1,wcr);
                outportb(DACALSB_1,lsb);
                outportb(DACAMSB_1,msb);
                update_dac(vco_nr);
                break;
            }
        case '2':
            {
                dac1b = valor_dac;
                wcr = inportb(WCR1);
                wcr &= MUX0;
                wcr |= MUX1;
                outportb(WCR1,wcr);
            }
    }
}
```

```

        outportb(DACBLSB_1,lsb);
        outportb(DACBMSB_1,msb);
        update_dac(vco_nr);
        break;
    }
case '3':
    {
        dac2a = valor_dac;
        wcr = inportb(WCR1);
        wcr &= MUX0;
        wcr |= MUX2;
        outportb(WCR1,wcr);
        outportb(DACALSB_2,lsb);
        outportb(DACAMSB_2,msb);
        update_dac(vco_nr);
        break;
    }
case '4':
    {
        dac2b = valor_dac;
        wcr = inportb(WCR1);
        wcr &= MUX0;
        wcr |= MUX3;
        outportb(WCR1,wcr);
        outportb(DACBLSB_2,lsb);
        outportb(DACBMSB_2,msb);
        update_dac(vco_nr);
        break;
    }
}
}

```

C.2.4 - MÓDULO: AJUSTE DE REGISTRO DE CONTROLE

Este módulo altera o conteúdo dos registros de controle.

```
/*-----Rotina: ResetWCR-----*/

void ajusta_wcr(char wcr_nr)
{

unsigned char          wcr;

    switch(wcr_nr)
    {
        case '1':
            {
                wcr = inportb(WCR1);
                gotoxy(10,12);
                printf("Valor atual de WCR1    = %02X", wcr);
                gotoxy(10,14);
                printf("Entre com o novo valor = ");
                scanf("%x", &wcr);
                outportb(WCR1,wcr);
                break;
            }
        case '2':
            {
                wcr = inportb(WCR2);
                gotoxy(10,12);
                printf("Valor atual de WCR2    = %02X", wcr);
                gotoxy(10,14);
                printf("Entre com o novo valor = ");
                scanf("%x", &wcr);
                outportb(WCR2,wcr);
                break;
            }
    }
}}
```

C.2.5 - MÓDULO: CARREGAMENTO DOS CONVERSORES

Este módulo executa a operação de carregamento da palavra binária no registrador interno dos conversores digitais/analógicos.

```
/*-----Rotina: Update DACs-----*/

void update_dac(char dac)
{
    char    wcr;
    if ((dac == '1') || (dac == '2'))
        {
            wcr = inportb(WCR1);
            wcr &= UPDATE;
            outportb(WCR1,wcr);
            wcr |= NOTUPDATE;
            outportb(WCR1,wcr);
        }
    else
        {
            wcr = inportb(WCR2);
            wcr &= UPDATE;
            outportb(WCR2,wcr);
            wcr |= NOTUPDATE;
            outportb(WCR2,wcr);
        }
}
```

C.2.6 - MÓDULO: PARTIDA/PARADA

Este módulo habilita e desabilita a saída dos sinais de controle da interface para os inversores.

```
/*-----Rotina: Start e Stop Motor-----*/

void start_stop(char pwm_nr)
{

unsigned char    wcr, auxiliar;

    switch(pwm_nr)
    {
        case '1':
            {
                wcr = inportb(WCR1);
                auxiliar = wcr & 0x40;
                if (auxiliar == 0x00)
                    {
                        wcr |= 0x40;
                        outportb(WCR1,wcr);
                    }
                else
                    {
                        wcr &= 0xbf;
                        outportb(WCR1,wcr);
                    }
                break;
            }
        case '2':
            {
                wcr = inportb(WCR2);
                auxiliar = wcr & 0x40;
                if (auxiliar == 0x00)
                    {
                        wcr |= 0x40;
                    }
            }
    }
}
```

```
        outputb(WCR2,wcr);
    }
else
    {
        wcr &= 0xbf;
        outputb(WCR2,wcr);
    }
break;
}
}
```

C.2.7 - MÓDULO: BASE DE TEMPO

Este módulo ajusta a base de tempo para o frequencímetro.

```
/*-----Rotina: Base de Tempo-----*/
```

```
void base_tempo(unsigned int divisor_1)
```

```
{
```

```
    unsigned char    lsb, msb;
```

```
        lsb = divisor_1;
```

```
        msb = (divisor_1 >> 8);
```

```
        outportb(DIVCR,0x70);
```

```
        outportb(DIV1,lsb);
```

```
        outportb(DIV1,msb);
```

```
}
```

C.2.8 - MÓDULO: INICIALIZA VCO

Este módulo inicializa os osciladores controlados por tensão, determinando uma função transferência linear de cada um deles, os parâmetros devolvidos por este módulo são os coeficientes lineares e angulares das equações destas retas. O cálculo é realizado utilizando-se dois pontos de operação dos osciladores.

Durante a execução deste módulo o divisor 2 é utilizado para dividir a frequência do sinal proveniente do barramento do microcomputador por 100, este procedimento é utilizado para se obter melhor precisão no cálculo dos coeficientes.

Esta função não deve ser executada durante a operação do inversor uma vez que a mesma provoca auteração na frequência do sinal OCT.

```
/*-----Rotina: Inicializa VCOs-----*/
```

```
void inicia_vco(char vco_nr)
{
float          freq1, freq2;
unsigned int   tempo;

    div_2(100);

    ajusta_vco(vco_nr,600);
    freq1 = (float) mede_freq(57272) * 1.25;
    ajusta_vco(vco_nr,3600);
    freq2 = (float) mede_freq(7159) * 10;

    div_2(5);

    a = (freq2 - freq1)/3000;
    b = freq2 - a * 3600;

    switch(vco_nr)
    {
        case '1':
```

```
        {
        a1 = a;
        b1 = b;
        break;
        }
case '2':
        {
        a2 = a;
        b2 = b;
        break;
        }
case '3':
        {
        a3 = a;
        b3 = b;
        break;
        }
case '4':
        {
        a4 = a;
        b4 = b;
        break;
        }
    }
}
```

C.2.9 - MÓDULO: MEDIDOR DE FREQUÊNCIA

Este módulo é utilizado para se determinar a frequência dos sinais de saída dos osciladores controlados por tensão.

```
/*-----Rotina: Mede Frequencia-----*/

unsigned int mede_freq(unsigned int tempo)
{

unsigned char    estado, lsb, msb;
unsigned int     freq3;

    outportb(DIVCR,0x30);    /* coloca FFFFh no contador 0 */
    outportb(DIV0,0xff);
    outportb(DIV0,0xff);

    base_tempo(tempo);      /* ajusta a base_de_tempo = 1 mseg */

    do
    {
        outportb(DIVCR,0xe4);
        estado = inportb(DIV1);
        estado &= 0x80;
    }
    while (estado == 0x00);

    outportb(DIVCR,0xd2);    /* read-back counter 0 */
    lsb = inportb(DIV0);
    msb = inportb(DIV0);
    freq3 = ~(lsb + msb * 256);
    return (freq3);
}
```

C.2.10 - MÓDULO: AJUSTA DIVISOR 2

Este módulo ajusta o fator de divisão do sinal BOSC, proveniente do barramento do microcomputador. O sinal resultante desta divisão constitui o sinal OCT, que é utilizado para produzir a base de tempo do frequencímetro e também é utilizado como sinal de controle dos circuitos integrados geradores de pulsos PWM.

```
/*-----Rotina: Ajusta Divisor 2-----*/
```

```
void div_2(unsigned int divisor_1)
```

```
{
```

```
unsigned char    lsb, msb;
```

```
    lsb = divisor_1;
```

```
    msb = (divisor_1 >> 8);
```

```
    outportb(DIVCR,0xb6);
```

```
    outportb(DIV2,lsb);
```

```
    outportb(DIV2,msb);
```

```
}
```

C.2.11 - MÓDULO: INVERTE ROTAÇÃO DO MOTOR 1

Este módulo altera o estado do sinal de controle I do circuito integrado gerador de pulsos PWM, que determina a sequência de fase da tensão de saída do inversor 1, sendo portanto, utilizado para inversão de rotação do motor.

```
/*-----Rotina: Inverte Rotacao do Motor de Tracao-----*/
```

```
void inv_rot(char pwm_nr)
```

```
{
```

```
    unsigned char    wcr, auxiliar;
```

```
        switch(pwm_nr)
```

```
        {
```

```
            case '1':
```

```
                {
```

```
                    wcr = inportb(WCR1);
```

```
                    auxiliar = wcr & 0x80;
```

```
                    if (auxiliar == 0x00)
```

```
                        {
```

```
                            wcr |= 0x80;
```

```
                            outportb(WCR1,wcr);
```

```
                        }
```

```
                    else
```

```
                        {
```

```
                            wcr &= 0x7f;
```

```
                            outportb(WCR1,wcr);
```

```
                        }
```

```
                    break;
```

```
                }
```

```
            case '2':
```

```
                {
```

```
                    wcr = inportb(WCR2);
```

```
                    auxiliar = wcr & 0x80;
```

```
                    if (auxiliar == 0x00)
```

```
        {
        wcr |= 0x80;
        outportb(WCR2,wcr);
        }
else
    {
    wcr &= 0x7f;
    outportb(WCR2,wcr);
    }
break;
}
}
```

C.2.12 - MÓDULO: PERFIL DE ACELERAÇÃO LINEAR

Este módulo desenvolve um perfil de aceleração linear na partida do motor e é ativado digitando-se a tecla "1" no modo de aceleração.

```
/*-----Rotina: Desenvolve Perfil de aceleracao linear--*/
```

```
void perfill(void)
{

int          i;
unsigned int  inicio = 500,
              atraso = 50;

    for(i=0; i <= 17; i++)
    {
        ajusta_vco('1', inicio);
        inicio += 50;
        delay(atraso);
    }
}
```

C.2.13 - MÓDULO: PERFIL DE ACELERAÇÃO COSSENOIDAL

Este módulo desenvolve um perfil de aceleração cossenoidal na partida do motor e é ativado digitando-se a tecla "2" no modo de aceleração.

```
/*-----Rotina: Desenvolve Perfil de acel. cossenoidal--*/
```

```
void perfil(void)
{
    int          i;
    unsigned int valor,
                atraso = 50;

    double       xpi = 3.141516,
                x1,
                x2;

    for(i=0; i <= 17; i++)
    {
        x1 = (xpi/17)*i;
        x2 = x1 - xpi;
        valor = 500 + 450*(1 + cos(x2));
        ajusta_vco('1',valor);
        delay(atraso);
    }
}
```

C.2.14 - MÓDULO: PERFIL DE ACELERAÇÃO SIGMOIDAL

Este módulo desenvolve um perfil de aceleração sigmoideal na partida do motor e é ativado digitando-se a tecla "3" no modo de aceleração.

```
/*-----Rotina: Desenvolve Perfil de acel. sigmoide-----*/
```

```
void perfils(void)
{

int          i;
unsigned int  valor,
              atraso = 50;

double       xpi = 3.141516,
              x;

    for(i=1; i<=18; i++)
    {
        x = (xpi/18)*i;
        valor = 500 + 900*(1 - (sin(x)/x));
        ajusta_vco('1',valor);
        delay(atraso);
    }
}
```