

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAIBA
CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
CURSO DE POS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELETRICA

CONTRIBUIÇÃO À IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE COMANDO
NUMÉRICO NO ACIONAMENTO DE UM MOTOR DE INDUÇÃO POR INVERSOR
DE CORRENTE

ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA

CAMPINA GRANDE
SETEMBRO - 1985

ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA

CONTRIBUIÇÃO A IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE COMANDO
NUMERICO NO ACIONAMENTO DE UM MOTOR DE INDUÇÃO POR INVERSOR
DE CORRENTE

Dissertação apresentada ao Curso de
de POS-GRADUAÇÃO em ENGENHARIA
ELETRICA da Universidade Federal da
Paraíba, em cumprimento às
exigências para obtenção do Grau de
Mestre.

AREA DE CONCENTRAÇÃO: PROCESSAMENTO DA ENERGIA

GURDIP SINGH DEEP

Orientador

EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA

Co-Orientador

CAMPINA GRANDE
SETEMBRO - 1985



L732c Lima, Antonio Marcus Nogueira
Contribuição a implementação de um sistema de comando numérico no acionamento de um motor de indução por inversor de corrente / Lima, Antonio Marcus Nogueira. - Campina Grande, 1985.
52 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia.

1. Motor de Indução Trifásico 2. Dissertação I. Deep, Gurdif Singj. Dr. (Orientador) II. Silva, Edison Roberto Cabral da. Dr.(Co-Orientador) III. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB) IV. Título

CDU 621.313:33(043)

CONTRIBUIÇÃO À IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE COMANDO
NUMÉRICO NO ACIONAMENTO DE UM MOTOR DE INDUÇÃO POR INVERSOR
DE CORRENTE

ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA

DISSERTAÇÃO APROVADA EM 20/09/85

GURDIP SINGH DEEP - Ph.D

Orientador

EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA - Dr.Ing.

Co-Orientador

NARPAT SINGH GEHLOT - Ph.D

Componente da Banca

ANTONIO LUIZ AGUIAR - Dr.Ing.

Componente da Banca

CAMPINA GRANDE
SETEMBRO - 1985

A Maria,
Rachel,
Socorro e Artur

AGRADECIMENTOS

A todos aqueles que durante o período deste trabalho colaboraram através de orientações, discussões e esclarecimentos. Em especial desejo agradecer às seguintes pessoas:

Ao Prof. Gurdip Singh Deep pela inestimável ajuda na orientação e no desenvolvimento deste trabalho.

Ao Prof. Edison Roberto Cabral da Silva pela inestimável orientação dos primeiros passos.

Ao Prof. Robert Rice Brandt pela valiosa ajuda no desenvolvimento do subsistema de conversão analógico-digital.

Ao Técnico Lúcio Fernando pelo incansável trabalho na confecção dos diagramas e na realização dos testes.

RESUMO

Este trabalho apresenta os detalhes de projeto e a implementação dos subsistemas básicos de um sistema de comando numérico de acionamento de um motor de indução trifásico. O conversor estático utilizado no acionamento do motor é uma estrutura híbrida de transistores e tiristores, não abordada anteriormente na literatura. O conversor alimenta os enrolamentos do motor com uma forma de onda de corrente senoidal de baixa distorção harmônica.

São apresentados os aspectos da elaboração e os resultados da simulação, em um computador digital, do sistema de acionamento.

ABSTRACT

This dissertation presents the design details and the implementation of the basic subsystems of a three phase numerically controlled induction motor drive. The static converter employed consists of a hybrid structure of transistors and thyristors, not presented in the literature. The converter supplies the motor windings with a low distortion sinusoidal current waveform.

The elaboration aspects and the results of the drive system simulation, in a digital computer, are presented.

SUMARIO

CAPITULO I : INTRODUÇÃO GERAL

I.1 INTRODUÇÃO

I.2 ESCOPO DO TRABALHO

CAPITULO II : INVERSOR NÃO CONVENCIONAL

II.1 INTRODUÇÃO

II.2 CONVERSOR TENSÃO-CORRENTE

II.3 FONTE DE CORRENTE TRANSISTORIZADA

II.4 INVERSOR MONOFASICO SENOIDAL

CAPITULO III : MODELAMENTO DO SISTEMA

III.1 INTRODUÇÃO

III.2 INVERSOR NÃO CONVENCIONAL

III.3 FONTE CHAVEADA

III.4 MOTOR DE INDUÇÃO

III.5 ESTIMADOR DE VELOCIDADE

III.6 TRANSITORIOS ASSIMETRICOS

III.7 METODO DE SIMULAÇÃO

CAPITULO IV : IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA

IV.1 INTRODUÇÃO

IV.2 FONTE CHAVEADA

IV.2.1 MODULADOR DE LARGURA DE PULSO

IV.2.2 CIRCUITO DE COMANDO

IV.3 OSCILADOR TRIFASICO

IV.4 CONVERSOR ANALOGICO DIGITAL

IV.5 FONTE DE TENSÃO DE REFERENCIA

IV.6 CONDICIONADOR DE SINAL

IV.7 CIRCUITO DE AMOSTRAGEM

SUMARIO

CAPITULO V : DESEMPENHO DO SISTEMA

V.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

V.2 CONCLUSOES

APENDICE A PARAMETROS DO MOTOR DE INDUÇÃO

APENDICE B PROJETO DO INDUTOR DA FONTE CHAVEADA

APENDICE C DIAGRAMAS ELETRICOS

APENDICE D ESPECIFICAÇÕES DO SISTEMA CAMAÇARI

APENDICE E PROGRAMA DE SIMULAÇÃO DIGITAL

APENDICE F PROGRAMA DE TESTE DO CONVERSOR A/D

APENDICE G ANALISE DO INVERSOR NÃO CONVENCIONAL

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

LISTA DE FIGURAS

	Página
FIGURA 2.1 Conversor Tensão-Corrente	II.2
FIGURA 2.2 Fonte de Corrente Transistorizada	II.5
FIGURA 2.3 Inversor não Convencional	II.6
FIGURA 2.4 Formas de Onda com Carga Resistiva	II.7
FIGURA 2.5 Inversor Senoidal Monofásico	II.8
FIGURA 2.6 Inversor Senoidal Modificado	II.10
FIGURA 2.7 Formas de Onda com Carga Resistiva	II.11
FIGURA 2.8 Circuito Completo do Inversor	II.14
FIGURA 2.9 Formas de Onda Idealizadas	II.16
FIGURA 2.10 Diagrama de Blocos do Sistema Trifásico	II.17
FIGURA 3.1 Circuito Equivalente do Inversor Monofásico	III.4
FIGURA 3.2 Circuito Equivalente do Inversor Trifásico	III.4
FIGURA 3.3 Equivalente de Thevenin	III.12
FIGURA 3.4 Resultados da Simulação	III.22
FIGURA 4.1 Sistema de Acionamento Trifásico	IV.3
FIGURA 4.2 Fonte Chaveada	IV.4
FIGURA 4.3 Modulador MLP	IV.6
FIGURA 4.4 Circuito de Comando	IV.7
FIGURA 4.5 Diagrama de Blocos do Oscilador Trifásico	IV.9
FIGURA 4.6 Conteúdo de um trecho das Memórias EPROM	IV.10
FIGURA 4.7 Oscilador Trifásico	IV.11
FIGURA 4.8 Diagrama de blocos do Conversor A/D	IV.14
FIGURA 4.9 Conversor A/D	IV.17
FIGURA 4.10 Circuito da Fonte de Tensão de Referência	IV.18
FIGURA 4.11 Gráfico da Tensão de referência versus temperatura	IV.19

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 4.12 Circuito do Condicionador de Sinal	IV.20
FIGURA 4.13 Circuito do Amostrador	IV.22
FOTOGRAFIA 5.1 Formas de Onda Experimentais - Resistor	V.3
FOTOGRAFIA 5.2 Formas de Onda Experimentais - Motor	V.3
FOTOGRAFIA 5.3 Formas de Onda Experimentais - Resistor	V.5
FOTOGRAFIA 5.4 Formas de Onda Experimentais - Motor	V.5
FIGURA A.1 Montagem para determinação do momento de inércia	A.2
FIGURA B.1 Dimensões do núcleo do indutor	B.1
FIGURA B.2 Circuito elétrico equivalente	B.2
FIGURA C.1 Diagrama elétrico do ADC0817	C.1
FIGURA C.2 Diagrama elétrico da Z80-PIO	C.2
FIGURA C.3 Diagrama elétrico do CD4067	C.3
FIGURA C.4 Características elétricas do BUV22	C.4
FIGURA C.5 Diagrama elétrico do DAC08	C.5
FIGURA D.1 Configuração do Barramento ECB	D.1
FIGURA G.1 Circuito do Inversor não Convencional	G.2

LISTA DE SIMBOLOS E ABREVIATURAS

I_{si}	:	Corrente que circula no enrolamento i do estator. $i = 1, 2, 3$
V_{si}	:	Tensão no enrolamento i do estator. $i = 1, 2, 3$
ω_s	:	Frequência angular das tensões e correntes estatóricas
ω_r	:	Frequência angular das correntes rotóricas
ω_m	:	Frequência angular do eixo da máquina
$\hat{\omega}_m$:	Valor estimado da frequência angular do eixo
R_s	:	Resistência do estator
R_r	:	Resistência do rotor
L_s	:	Indutância própria do estator
L_r	:	Indutância própria do rotor
M_{sr}	:	Indutância mútua estator-rotor
J	:	Constante de Inércia
F	:	Constante de atrito viscoso
T_e	:	Conjugado eletromagnético
a	:	Coefficiente de perdas $1 - M_{sr}^2 / L_s L_r$
b	:	$a L_s L_r$
I_{sd}	:	Corrente do eixo d do estator
I_{sq}	:	Corrente do eixo q do estator
I_{so}	:	Corrente homopolar do estator
I_{rd}	:	Corrente do eixo d do rotor
I_{rq}	:	Corrente do eixo q do rotor
V_{sd}	:	Tensão do eixo d do estator
V_{sq}	:	Tensão do eixo q do estator
V_{so}	:	Tensão homopolar do estator
I_l	:	Corrente no indutor L_o

LISTA DE SIMBOLOS E ABREVIATURAS

E_c	:	Tensão sobre o capacitor C_o
V_{ch}	:	Tensão de entrada do filtro $L_o C_o$
p	:	Operador d/dt
s	:	Subíndice que denota as grandezas do estator
r	:	Subíndice que denota as grandezas do rotor
Ψ	:	Fluxo
d	:	Subíndice que denota o eixo direto
q	:	Subíndice que denota o eixo de quadratura
o	:	Subíndice que denota as componentes homopolares

CAPITULO I

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 INTRODUÇÃO

Historicamente, as máquinas de corrente alternada (síncronas e assíncronas) sempre foram utilizadas em sistemas de acionamento de velocidade fixa. Nos sistemas de acionamento de velocidade variável, as máquinas de corrente contínua tem sido tradicionalmente empregadas. A relativa simplicidade das técnicas de controle de velocidade, aliada ao desacoplamento entre as grandezas do rotor e do estator, fizeram dessas máquinas a única escolha na implementação de sistemas de acionamento de velocidade variável. Com o aparecimento dos dispositivos semicondutores de potência, na década de 60, foram desenvolvidos sistemas de acionamento com máquinas de corrente contínua com desempenho global excelente [Krishnan, 1974]. Apesar do excelente desempenho dos sistemas de acionamento que empregam máquinas de corrente contínua, a extensiva aplicação dos mesmos tem sido limitada em virtude do custo da máquina, do custo de manutenção e da impossibilidade de utilização em ambientes de atmosfera explosiva.

Simultaneamente, esses dispositivos semicondutores (transistores e tiristores), permitiram o desenvolvimento de novos conversores estáticos para o acionamento de máquinas de corrente alternada. Vários trabalhos foram desenvolvidos sobre as estruturas desses conversores estáticos [Noyes, 1975; Barbi, 1979; Bose, 1981]. Por razões de eficiência, os semicondutores de potência empregados nos conversores utilizados na implementação dos

conversores estáticos são operados no modo chaveado.

Em virtude de suas excelentes características eletromecânicas, a máquina assíncrona, em especial a máquina de rotor de gaiola de esquilo, passou a ser objeto de estudos nas aplicações em sistemas de velocidade variável. Dentre as razões que tornam a máquina assíncrona com rotor de gaiola de esquilo adequada nas aplicações industriais estão: 1) O baixo custo relativo, 2) O baixo custo de manutenção; inexistência de escovas ou anéis, 3) A construção robusta e a alta confiabilidade, 4) A possibilidade de operação em ambientes de atmosfera explosiva; graças a inexistência de comutadores.

Muito embora com o aparecimento dos semicondutores de potência e com o desenvolvimento de novas estruturas de conversores estáticos tenham sido desenvolvidos muitos trabalhos de aplicação das máquinas assíncronas, em particular do motor de indução (motor assíncrono de rotor de gaiola de esquilo), o alto custo dos dispositivos semicondutores e a complexidade dos sistemas de controle empregados tem impedido uma competição mais direta entre os sistemas CC e CA [Bose, 1981]. Na literatura técnica, atualmente, encontram-se vários trabalhos nos quais são apresentados sistemas de acionamento, de alto desempenho, com motores de indução, utilizando diferentes estruturas de conversores estáticos [Kim, 1984; Nagase, 1984].

Os conversores estáticos mais utilizados na implementação dos sistemas de acionamento dos motores de indução são os inversores de fonte de tensão ou de fonte de

corrente. Estas estruturas permitem a alimentação do motor por meio de uma onda de tensão ou corrente sintetizada a partir de um arranjo de interruptores de potência. A utilização dos inversores do tipo fonte de corrente tem merecido substancial atenção, face a suas características de controle e sua inerente proteção contra curto circuitos eventuais [Murphy, 1973].

Grande parte dos problemas, enfrentados na implementação dos sistemas de acionamento de motores de indução, utilizando conversores estáticos, é ligada à operação, no modo chaveado, dos dispositivos de potência. A operação no modo chaveado produz tensões e correntes harmônicas que degeneram o desempenho do sistema, produzindo pulsações no conjugado eletromagnético e aquecimento adicional dos enrolamentos da máquina [Lipo, 1978; Murphy, 1973]. Para resolver estes problemas foram empregadas técnicas de modulação de largura de pulso (MLP) com eliminação seletiva de harmônicas [Bedford, 1964; Dewan, 1975]. Apesar do bom desempenho, as técnicas de MLP envolvem uma implementação de grande complexidade, ao nível dos circuitos eletrônicos e ao nível do projeto do sistema. No caso de operação em frequência variável, nos sistemas que empregam técnicas de MLP, é necessário alterar a estratégia de modulação [Bose, 1983].

Um outro aspecto relevante no que concerne aos sistemas de acionamento de máquinas elétricas é o emprego de microcomputadores para efetuar as funções de controle.

As primeiras aplicações de microcomputadores no controle de máquinas elétricas foram na implementação de sistemas de controle de velocidade de motores de corrente contínua [Lin, 1977], em virtude da simplicidade inerente, já mencionada. Nessas aplicações a utilização do microcomputador restringia-se a substituição das funções já realizadas por meio dos circuitos eletrônicos dedicados. A flexibilidade própria dos sistemas cuja operação é definida em função dos programas armazenados na memória de um processador abre perspectivas para o desenvolvimento de sistemas de controle de excelente desempenho com a utilização de técnicas modernas de controle.

Atualmente, vários trabalhos já foram realizados sobre o emprego de computadores nos sistemas de acionamento de máquinas de corrente alternada [Sen, 1980; Mutoh, 1984]. Entretanto na maioria desses trabalhos, o emprego do computador tem se limitado à substituição de funções já realizadas pelos circuitos eletrônicos. Poucos trabalhos tem procurado explorar a dita flexibilidade, pelo emprego de técnicas de controle moderno [Kubota, 1984; Farines, 1979]. Um aspecto interessante no emprego de técnicas de controle moderno é a utilização de estimadores para grandezas de difícil mensuração.

1.2 ESCOPO DO TRABALHO

Neste trabalho é proposto um conversor estático de estrutura, que ao conhecimento do autor, não é citada na literatura técnica para o acionamento de motores de

corrente alternada com fator de potencia elevado. A estrutura do conversor proposto consiste de um arranjo misto de transistores, operando na região linear, e tiristores. Para minimizar a perda de energia, em virtude da operação dos transistores na região linear é feita uma regulação dinâmica da tensão de entrada do conversor para manter a tensão coletor-base num valor constante, próximo ao limiar de saturação. A regulação dinâmica da tensão de alimentação é conseguida por meio da regulação instantanea do ciclo de trabalho de uma fonte chaveada. A fonte chaveada utilizada é uma estrutura do tipo abaixador de tensão, cujo controle é relativamente simples. Mesmo na operação em frequência variável a estratégia de controle do inversor não se altera substancialmente.

A estrutura proposta fornece uma corrente senoidal de baixa distorção harmônica, graças a operação dos transistores na região linear. Os transitórios introduzidos pelas comutações realizadas na fonte chaveada que alimenta a estrutura não afetam a onda de corrente que é suprida pelo conversor em virtude da alta impedância (h_{oe}) dos transistores que constituem a fonte de corrente. Deste modo são eliminados os picos nas formas de onda de tensão e corrente, tão comuns nos sistemas convencionais.

A despeito da operação de transistores na região linear, a eficiência do sistema de acionamento proposto é relativamente alta em virtude da malha de regulação dinâmica que permite o ajuste instantaneo da tensão de

alimentação do inversor para acompanhar as variações da tensão da máquina, conforme demonstrado por meio da simulação e dos resultados experimentais [Deep, 1984].

A alimentação de uma máquina de corrente alternada com uma corrente senoidal de baixa distorção traz vantagens com respeito ao desempenho global do sistema. A inexistência de harmônicas na onda de corrente, elimina os problemas relativos ao aquecimento excessivo do motor, assim como os relativos a conjugados harmônicos [Venkaten, 1982; Lipo, 1978]. A inexistência de picos na forma de onda de corrente que alimenta a máquina elimina os problemas relativos ao ruído de comutação presente nos sinais realimentados.

Além da implementação deste conversor estático original, no presente trabalho é proposta a simulação do sistema de acionamento trifásico em um computador digital e o desenvolvimento dos subsistemas básicos que permitam a utilização de um microcomputador para efetuar as funções de controle.

No capítulo 2 é apresentada a estrutura do inversor não convencional. Esta estrutura impõe uma corrente senoidal de baixa distorção nos enrolamentos da máquina. A baixa distorção da forma de onda da corrente é conseguida pela operação dos transistores do conversor na região linear. Para evitar que o aquecimento resultante da operação dos transistores na região linear degenera a eficiência do sistema é incorporada uma malha de regulação dinâmica da tensão de entrada do conversor. Esta malha de regulação dinâmica faz com que a tensão de alimentação do

conversor se adapte instantaneamente à tensão desenvolvida nos enrolamentos da máquina. Uma vez que a evolução dinâmica da tensão da máquina é idêntica à evolução da tensão de entrada do conversor, os transistores passam a operar com um V_{cb} constante e próximo do limiar de saturação.

No capítulo 3 é feito o modelamento do sistema e a simulação digital do conjunto conversor máquina em duas condições de operação: 1) Sistema conversor máquina sem a malha de regulação dinâmica e 2) Sistema conversor máquina com a malha de regulação dinâmica. São discutidos os detalhes da elaboração e da metodologia adotada no programa de simulação. É apresentado o modelamento do estimador de velocidade. A estimativa da velocidade é obtida utilizando as equações de Park e as grandezas terminais (corrente e tensão) da máquina, não sendo necessário utilizar um sensor de velocidade preso ao eixo da máquina. A utilização do estimador de velocidade facilita a implantação do sistema de acionamento em ambientes industriais onde a máquina a ser controlada já se encontra instalada. É proposto um método de simulação para a ocorrência de falhas assimétricas do sistema de regulação dinâmica, no caso do trifásico.

No capítulo 4 são apresentados os subsistemas básicos que constituem o sistema de acionamento proposto. Apesar de no capítulo 3 ter sido apresentada uma simulação global do sistema, foram implementados apenas os subsistemas básicos.

Os detalhes de projeto e os circuitos de cada subsistema empregado são também apresentados neste capítulo.

No capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais do sistema e estabelecidas as conclusões.

CAPITULO II

INVERSOR NAO CONVENCIONAL

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é feita uma descrição detalhada do inversor não convencional. São discutidos os princípios de funcionamento e é apresentado o circuito completo do inversor senoidal monofásico.

2.2 CONVERSOR TENSÃO-CORRENTE

Para a implementação de um circuito que forneça correntes da ordem de dezenas de miliamperes a uma carga, existem diversas soluções propostas e realizadas [Graemme, 1971]. Estas soluções são denominadas de conversores tensão-corrente. Na Fig. 2.1 está ilustrado um exemplo de circuito que pode ser utilizado para fornecer uma corrente senoidal de amplitude constante a uma carga (Fonte de Corrente). O circuito mostrado na Fig. 2.1 é na realidade um conversor tensão-corrente. Desde que o valor do ganho A seja suficientemente elevado (200.000 é um valor típico) as tensões V_+ e V_- são virtualmente iguais e portanto a amplitude da corrente i é determinada pelo resistor R .

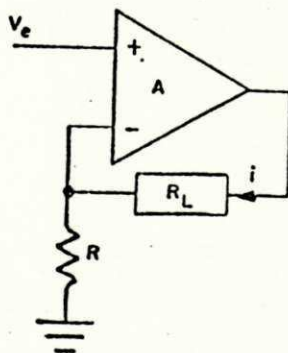


Fig. 2.1 Conversor Tensão-Corrente

Sendo linear a relação entre v_e e i tem-se que as formas (espectro de frequências) do sinal de entrada e da corrente de saída são idênticas.

2.3 FONTE DE CORRENTE TRANSISTORIZADA

Do ponto de vista teórico, seria possível substituir a carga por um enrolamento de uma máquina. Na realidade esta seria a solução correta para acionar uma máquina de corrente alternada em corrente; impor uma corrente senoidal nos enrolamentos da máquina. Entretanto esta solução não é realizável em virtude dos valores das tensões e correntes envolvidos. Uma tal solução seria aplicável no acionamento de micromáquinas.

As soluções atualmente implementadas no acionamento de motores em corrente, genericamente chamadas de inversores tipo fonte de corrente (IFC), consistem na simulação do comportamento dinâmico de uma fonte de corrente por meio de uma fonte de tensão contínua em série com um indutor de grande indutância, de sorte que na frequência de operação do sistema, a corrente suprida por tal arranjo não experimente variações mensuráveis [Davat, 1979]. Vários sistemas de acionamento foram desenvolvidos utilizando este princípio de simulação do comportamento dinâmico de uma fonte de corrente [Bose, 1981]. Observe-se que, nesses sistemas, a forma de onda da corrente que alimenta a máquina é sintetizada a partir de um arranjo de interruptores de potência chaveados numa seqüência pré-

definida. Os interruptores de potencia controlam a direção e a repartição da corrente continua, suprida pela fonte de tensão, entre os enrolamentos da máquina. É importante notar que quando os interruptores de potencia são implementados com retificadores controlados e a máquina for do tipo assíncrona é necessário providenciar um circuito auxiliar de comutação. Este circuito auxiliar de comutação acrescenta complexidade ao projeto e o torna mais dispendioso.

No que concerne à forma da onda de corrente que é suprida aos enrolamentos da máquina, note-se que com um IFC esta é definida pela seqüência de chaveamento dos interruptores de potencia. A forma de onda senoidal é obtida por uma seqüência de degraus, que além da onda senoidal básica possui acentuado teor harmônico [Noyes, 1975]. Recentemente, foram propostos alguns sistemas alternativos para a alimentação em corrente que permitem obter uma forma de onda senoidal com distorção harmônica relativamente baixa [Palaniappan, 1980]. Nestes sistemas foi conseguida razoável simplificação dos circuitos de comando.

Apesar de sua simplicidade o circuito da Fig. 2.1 possui a limitação com respeito aos valores de tensão e corrente, conforme mencionado. Para superar esta limitação, sem contudo acrescentar complexidade ao circuito básico, propõe-se o circuito da Fig. 2.2. Um conversor tensão-corrente é utilizado juntamente com um transistor bipolar.

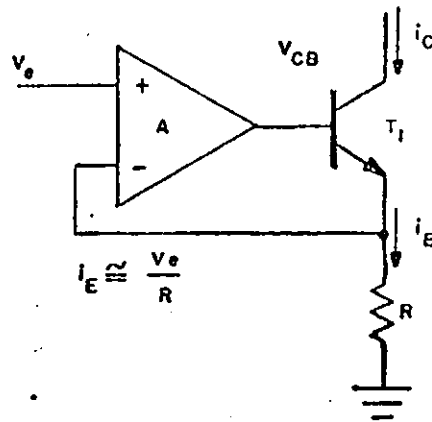


Fig. 2.2 Fonte de Corrente Transistorizada

A utilização desse transistor bipolar permite operar com correntes e tensões de valores maiores. Muito embora o emprego deste transistor tenha eliminado a limitação dos valores de tensão e corrente, sua introdução obriga que a corrente i_c seja unidirecional. Note-se que caso ocorra a saturação do transistor uma corrente excessiva pode danificar o amplificador operacional.

Desde que a tensão V_{cb} do transistor seja mantida maior ou igual a 1Volt e o h_{fe} seja suficientemente elevado, as correntes de coletor e emissor são mantidas iguais e definidas pela relação:

$$i_c = v_e / R$$

Para evitar que a saturação do transistor da Fig. 2.2 cause danos ao amplificador operacional do conversor tensão-corrente é acrescentado um outro transistor, numa configuração tipo "cascode", para transferir a corrente para a carga. Na Fig. 2.3 está ilustrado o circuito básico do inversor não convencional.

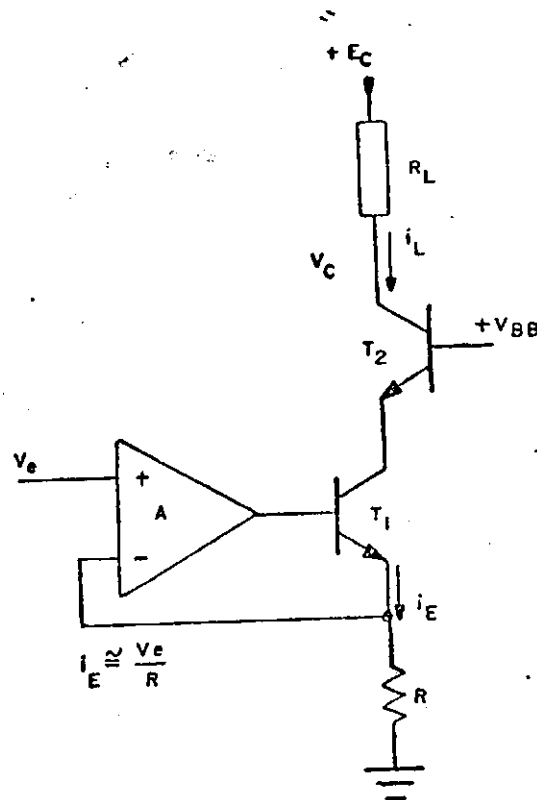


Fig. 2.3 Inversor não Convencional

Por meio deste segundo transistor tem-se a transferência da corrente para a carga, com a garantia de que o amplificador operacional mantém-se relativamente isolado da parte de potência do circuito. Além dessa isolação o transistor T_2 do circuito da Fig. 2.3 melhora o desempenho dinâmico uma vez que a capacitância parasita associada a esse tipo de montagem é bastante reduzida [Gray, 1974].

Considerando a operação do circuito básico mostrado na Fig. 2.3, alimentando uma carga resistiva tem-se as formas de onda teóricas mostradas na Fig. 2.4. Observe-se, entretanto, que a corrente i_C do circuito da Fig. 2.3 é

unidirecional.

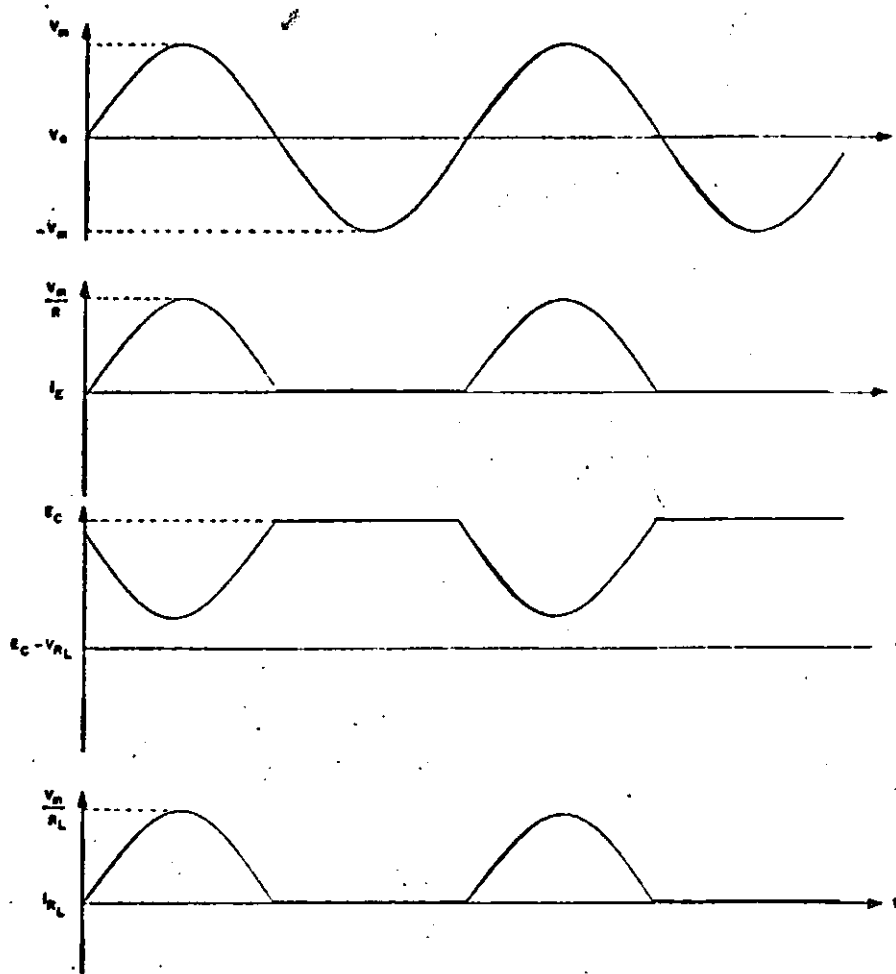


Fig. 2.4 Formas de Onda com Carga Resistiva

2.4 INVERSOR MONOFASICO SENOIDAL

Para impor uma corrente bidirecional é necessário utilizar um arranjo de duas estruturas semelhantes às da Fig. 2.3 e dois interruptores sincronizados. A Fig. 2.5 mostra o circuito do inversor senoidal monofásico. Durante o meio ciclo positivo do sinal de entrada v_e o interruptor I_1 é fechado e o interruptor I_2 é mantido aberto. No meio ciclo negativo a situação se inverte. No apêndice G é feita uma análise completa do inversor de corrente empregando a

estrutura da Fig. 2.5 [Deep, 1984].

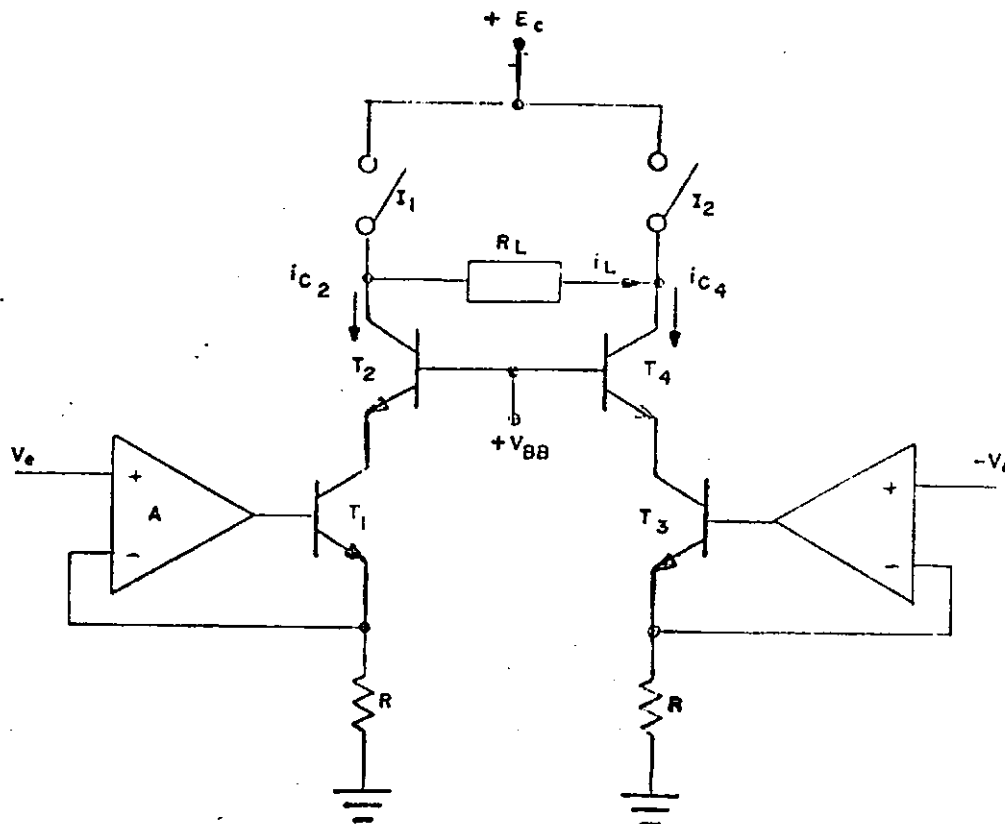


Fig. 2.5 Inversor Senoidal Monofásico

Note-se que, muito embora a corrente suprida ao resistor seja de baixa distorção harmônica, a potência dissipada pelo transistor $T_{2,4}$ pode vir a ser excessiva, uma vez que a tensão coletor-base desse transistor acompanha, as variações da tensão de carga:

$$V_c = E_c - V_{\text{carga}}$$

Para eliminar este problema da dissipação excessiva nos transistores, é feita uma regulação dinâmica da tensão E_c . Esta regulação faz com que o comportamento dinâmico da tensão de alimentação do conversor seja adaptado ao comportamento da tensão de carga, de sorte a manter a

tensão V_{cb} do transistor $T_{2,4}$ constante e reduzir deste modo a dissipação excessiva.

Esta malha de regulação dinâmica da tensão E_c consiste num regulador proporcional, onde a tensão de realimentação é a tensão de coletor de $T_{2,4}$ e a tensão de referência é uma tensão constante. Esta tensão constante é o valor mínimo da tensão de coletor que garante a operação na região linear (e.g. $V_{BB} + 1$ Volt).

Uma outra evolução do circuito básico mostrado na Fig. 2.3, é indicada na Fig. 2.6. Neste circuito, ao invés de 2 (duas) fontes de corrente num arranjo complementar usa-se apenas uma fonte e por meio de um esquema de quatro interruptores comutados em pares simula-se a bidirecionalidade da corrente suprida à carga. Muito embora tenha um maior número de interruptores a implementação do esquema da Fig. 2.6 é bastante simplificada.

A simetria entre os dois semiciclos da onda de corrente suprida a carga é garantida em face da utilização de uma fonte de corrente única assim como a redução do número de transistores bipolares torna a implementação do inversor trifásico mais econômica. Com relação ao aumento do número de interruptores (retificadores controlados) vale salientar que sendo, no presente esquema, a comutação de tais dispositivos efetuada pela extinção da corrente de anodo (comutação natural) os interruptores de estado sólido empregados não precisam apresentar características especiais de comutação; portanto, o custo adicional

provocado pelo aumento do numero de chaves é incremental.

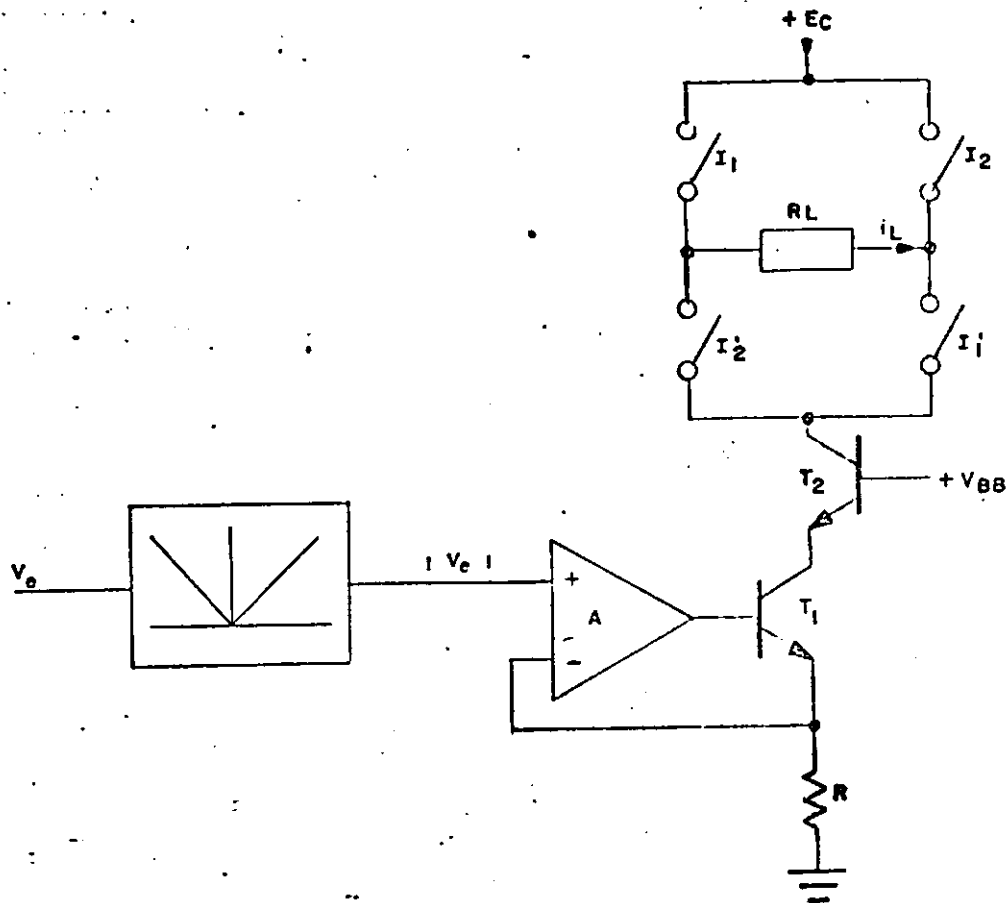


Fig 2.6 Inversor Senoidal Modificado

Além deste aspecto é importante salientar que a comutação dos interruptores de potencia ($I_{\text{anodo}} < I_{\text{sustentação}}$) é natural, portanto não é necessário providenciar circuitos de comutação auxiliares que encareceriam o projeto e aumentariam a complexidade dos circuitos de comando do inversor.

O início de condução dos tiristores utilizados como interruptores ocorre quando a corrente for superior à corrente de manutenção ($I_{\text{"latching"}}$). Deste modo, no fim e no início do período de condução de cada interruptor

existirá uma zona morta. A duração dessa zona morta depende da relação entre o valor máximo da corrente suprida pelo inversor e as correntes de manutenção e de sustentação. Esta zona morta introduz uma distorção de terceira harmônica na forma de onda suprida pelo inversor. Para minimizar esta distorção deve-se dimensionar os tiristores de forma que as correntes de sustentação e manutenção não sejam significativas quando comparadas com a corrente máxima.

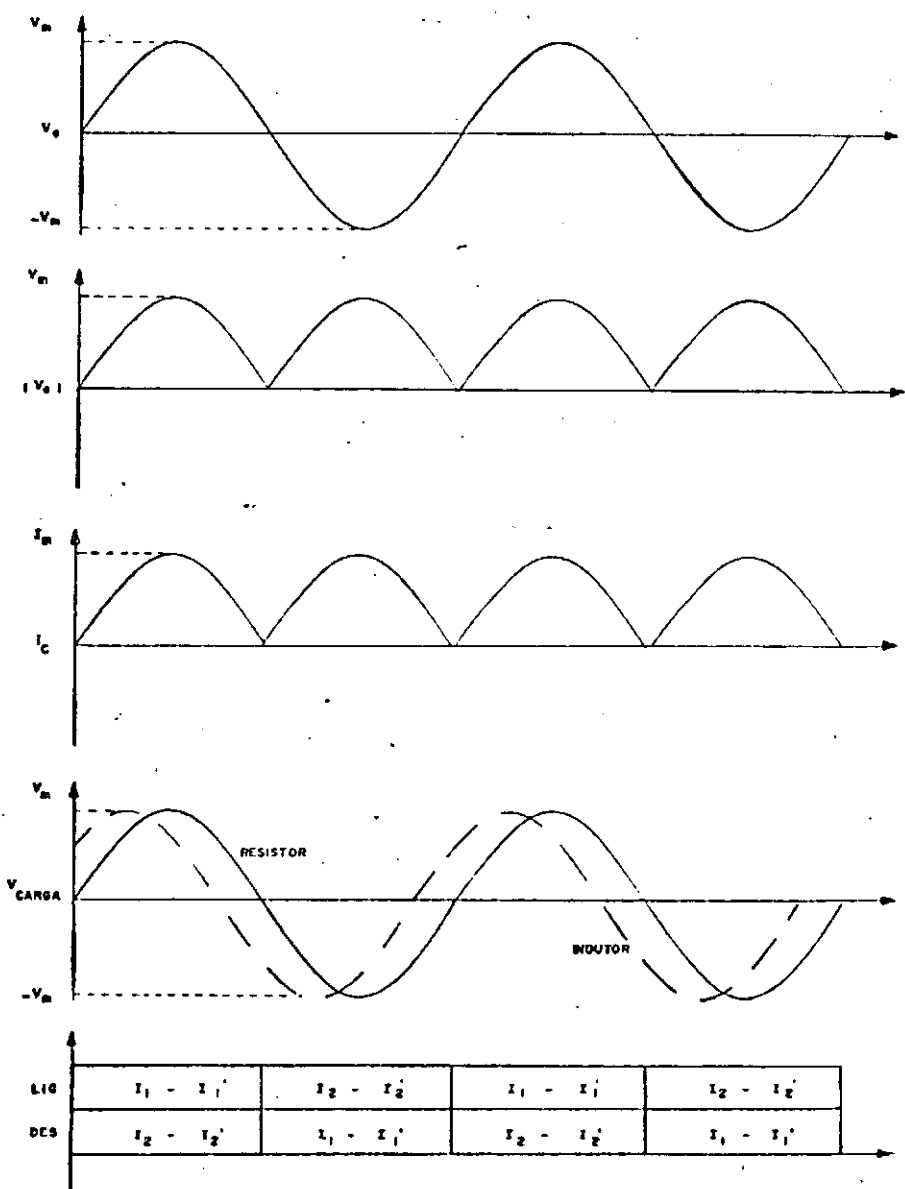


Fig. 2.7 Formas de onda com carga resistiva

Na Fig. 2.7 são indicadas as formas de onda obtidas no circuito da Fig. 2.6 para o caso de uma carga resistiva. Uma outra vantagem da estrutura da Fig. 2.6 reside na obtenção do sinal de realimentação para o regulador proporcional da malha de regulação dinâmica. Enquanto que na montagem da Fig. 2.5 o bloco de realimentação precisa ser comutado entre os dois transistores T_2 e T_4 [Deep, 1984], na montagem da Fig. 2.6 estas comutações são evitadas. Ainda com relação a obtenção do sinal de realimentação mencionado acima, é relevante destacar que a forma da onda de corrente suprida pelo arranjo da Fig. 2.6 é virtualmente senoidal, não existindo picos. A inexistência destes picos dispensa a utilização de filtros de pré-tratamento do sinal de realimentação, para eliminação do ruído provocado pelas sucessivas comutações dos interruptores. Estes filtros de pré-tratamento além de encarecerem o projeto introduzem atrasos que aumentariam a complexidade do projeto do sistema de controle.

A estrutura completa do inversor de corrente senoidal incorpora ao circuito da Fig. 2.6 uma fonte chaveada, pelas razões já mencionadas anteriormente. Com a inclusão dessa fonte chaveada, é possível efetuar a regulação dinâmica de E_c para manter V_{cb} constante. A Fig. 2.8 mostra-se o circuito completo do inversor monofásico. A fonte chaveada, o bloco somador, o amplificador de erro G_p e o modulador de largura de pulso MLP constituem a malha de regulação dinâmica. Quando o circuito da Fig. 2.8 for utilizado para

acionar o motor de indução, a carga R_L será substituída pelo enrolamento da fase 1 do estator. A substituição do resistor R_L por uma carga indutiva de fator de potência arbitrário faz com que surja um defasamento entre a corrente e tensão; observe-se a curva traçada da Fig. 2.7. Na operação do sistema sem a malha de regulação dinâmica esse defasamento não compromete o funcionamento do inversor. Entretanto, na operação do sistema com a malha de regulação dinâmica este defasamento obriga que a fonte chaveada seja bidirecional em tensão. Essa bidirecionalidade é necessária pois a comutação dos interruptores $I_1-I'_1$ e $I_2-I'_2$ é sincronizada com a corrente imposta e não com a tensão no indutor. Note-se na forma de onda para carga indutiva da Fig. 2.7 que a tensão muda de polaridade antes da comutação dos interruptores. Deste modo, na operação do sistema com o motor de indução a fonte chaveada da Fig. 2.8 deve ser substituída por um fonte que permita bipolaridade para a tensão E_C . Para tanto basta acrescentar à Fig. 2.8 uma fonte $-E_B$, um transistor T_4 e retirar o diodo D_0 como mostram as linhas traçadas. Os transistores T_3 e T_4 da Fig. 2.8 representam os interruptores da fonte chaveada bipolar. A implementação dessa fonte chaveada bipolar não é discutida no presente trabalho. A estrutura do inversor proposto garante ao sistema uma acentuada característica de modularidade tanto ao nível dos circuitos eletrônicos de comando, quanto ao nível dos sinais de controle; para realizar o inversor trifásico basta apenas triplicar a estrutura mostrada na

Fig. 2.5. A partir de um oscilador trifásico, são gerados os sinais de comando para as três fontes de corrente.

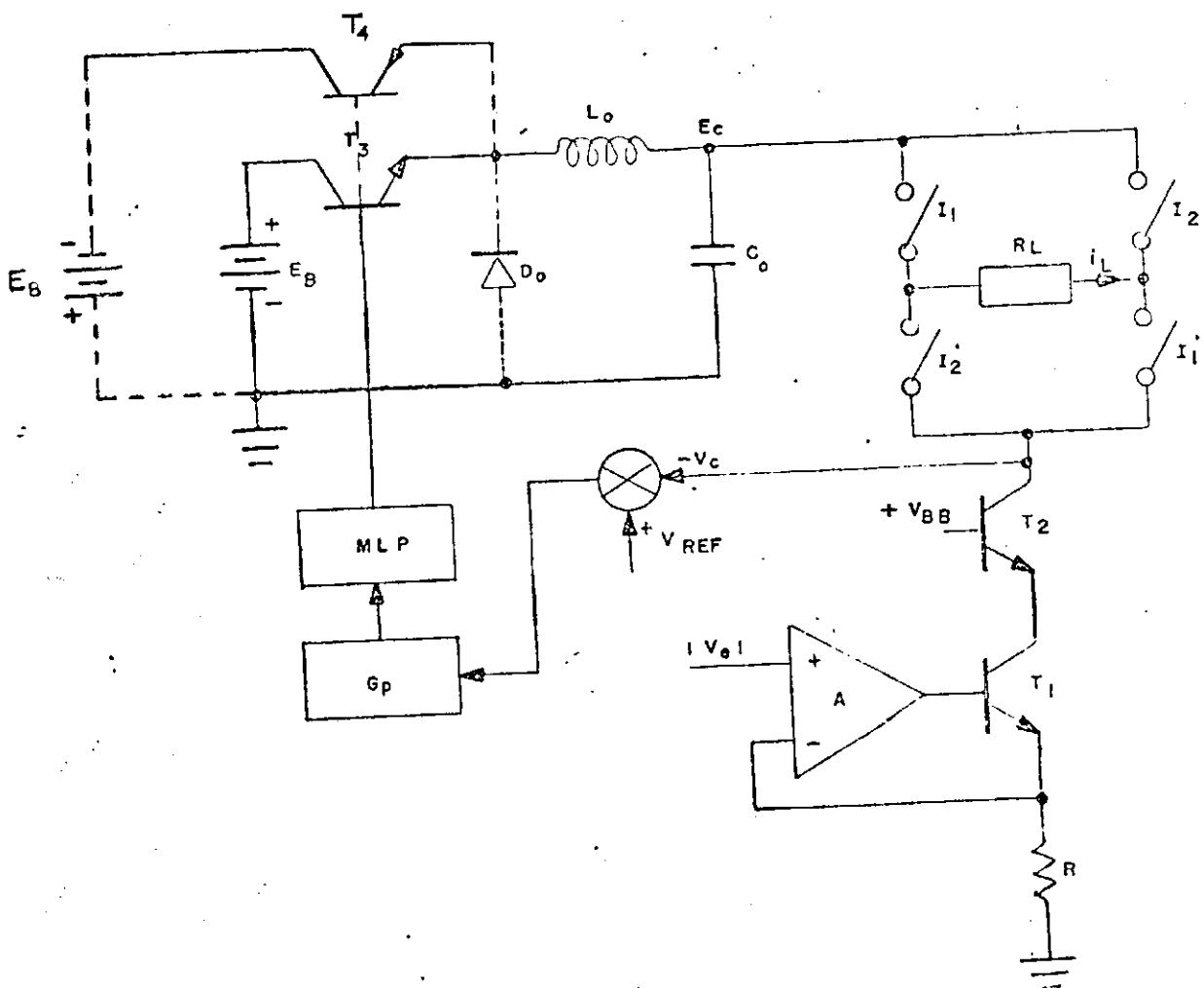


Fig. 2.8 Circuito Completo do Inversor

Considerando que a malha de regulação dinâmica está em operação, a tensão do capacitor C_o segue a tensão do motor. Na Fig. 2.9 são mostradas as formas de onda idealizadas da operação do inversor monofásico senoidal. As formas de onda da Fig. 2.9 referem-se à operação com carga resistiva.

Para a realização prática do circuito da Fig. 2.8 os interruptores de potencia são substituídos por retificadores controlados. Entretanto, a utilização de tiristores não acrescenta complexidade ao circuito, uma vez que sendo a operação em corrente senoidal a comutação é natural não sendo portanto, necessário a existência de um circuito auxiliar de comutação.

No caso da implementação do sistema trifásico basta, excetuando as fontes de alimentação $\pm E_B$, triplicar a estrutura mostrada na Fig. 2.8. Os sinais v_e são gerados por um oscilador trifásico. A Fig. 2.10 mostra o diagrama de blocos simplificado da implementação do sistema trifásico. No capítulo 3 é feita a simulação do sistema da Fig. 2.10 na situação de regime permanente. Nas aplicações de frequência variável é necessário que a frequência e amplitude da forma de onda gerada no oscilador seja controlada por uma tensão externa. Durante as mudanças de amplitude e frequência da corrente do sinal fornecido pelo oscilador trifásico, uma das malhas de regulação dinâmica pode, eventualmente, apresentar uma falha de regulação. Esta falha de regulação dá origem, face à estrutura do inversor, a um transistório assimétrico; a falha de uma

fase não interfere com uma outra. A análise do comportamento do sistema na ocorrência destes transitórios requer um modelamento diferenciado. No capítulo 3 é proposta uma técnica de análise dos transitórios assimétricos.

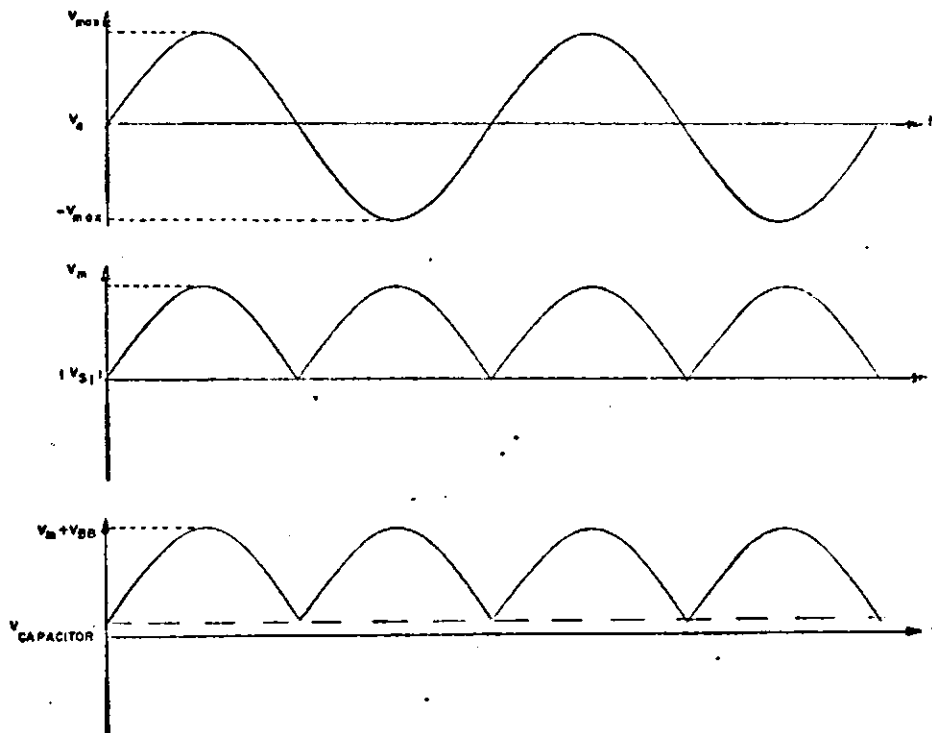


Fig. 2.9 Formas de Onda Idealizadas

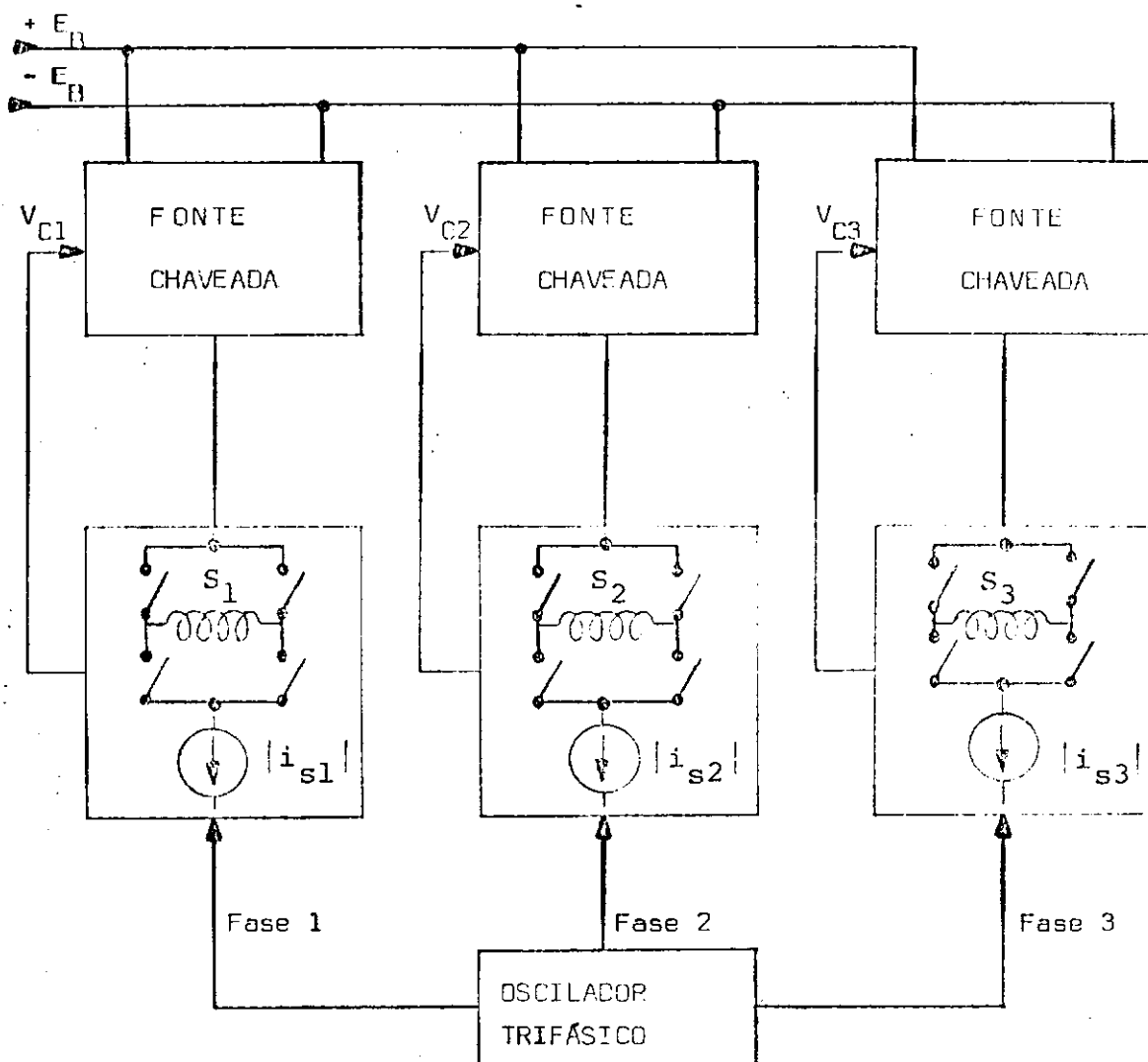


Fig. 2.10 Diagrama de Blocos do Sistema Trifásico

Uma descrição dos demais subsistemas básicos que constituem o sistema de acionamento proposto é feita no capítulo 4.

CAPITULO III
MODELAMENTO DO SISTEMA

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado o modelamento do sistema conversor-máquina sendo apresentadas as equações descritivas do inversor, do motor de indução, da fonte chaveada e do estimador de velocidade. É ainda apresentado um modelamento alternativo que permite a simulação do sistema na ocorrência dos transitórios assimétricos mencionados no capítulo 2. É feita uma descrição do método "SOSIE" utilizado na simulação do sistema de acionamento.

Para a simulação do comportamento do sistema de acionamento proposto, foi utilizada a transformação linear de Park [White, 1959; Trannoy, 1980]. Foram admitidas algumas hipóteses com o objetivo de obter um modelo relativamente simples do sistema, sem prejuízo, contudo, de uma visão global da operação do mesmo:

- a) A distribuição espacial da indução magnética no entreferro da máquina é considerada senoidal;
- b) A saturação magnética do ferro é desprezada; as indutâncias da máquina são consideradas constantes sobre toda a faixa de controle;
- c) A variação da resistência rotórica é desprezada;
- d) A corrente suprida pelo conversor é suposta com distorção harmônica total menor do que 1%; somente a componente fundamental é considerada na análise;
- e) A impedância interna do conversor (h_{oe} dos transistores das fontes de corrente) é suposta infinita;
- f) Os dispositivos semicondutores quando utilizados como

interruptores de potencia são considerados ideais (as perdas de comutação são desprezadas);

g) A comutação dos retificadores controlados é suposta natural;

h) Os capacitores utilizados são considerados ideais (os efeitos resistivos e indutivos são desprezados);

i) Os indutores utilizados são considerados ideais (os efeitos capacitivos e resistivos são desprezados);

j) O atrito viscoso F é considerado constante.

Consideradas estas hipóteses procede-se, então, a formulação das equações do sistema conversor-máquina.

3.2 INVERSOR NÃO CONVENCIONAL

Conforme descrito no capítulo 2 o sistema de acionamento trifásico é obtido pela triplicação do inversor senoidal monofásico (Veja-se Fig.2.10). Note-se, portanto, que procedendo desta forma, no sistema trifásico os enrolamentos do estator da máquina não ficarão ligados em qualquer dos sistemas de conexão comumente adotados (estrela ou triângulo). Os enrolamentos do estator ficam isolados eletricamente.

No inversor senoidal monofásico, com a malha de regulação dinâmica em operação, as variações da tensão do capacitor C_o acompanham as variações da tensão da carga. A cada instante a tensão do capacitor é igual a tensão da carga somada a tensão contínua do coletor conforme mostra a Fig. 2.9. Uma vez que a tensão de coletor é pequena em relação as tensões V_{s1} e E_c , o coletor do transistor T_2

pode ser considerado como um ponto de terra virtual para a máquina. Deste modo, para a máquina tudo se passa conforme mostra a Fig. 3.1.

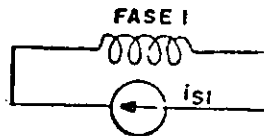


Fig. 3.1 Circuito Equivalente do Inversor Monofásico

Com o mesmo raciocínio este circuito equivalente pode ser estendido as duas outras fases resultando no circuito da Fig. 3.2. As três fontes de corrente da Fig. 3.2 representam o inversor não convencional. As correntes supridas pelas três fontes guardam uma relação de fase de 120 graus, definida pelo oscilador trifásico que alimenta o inversor.

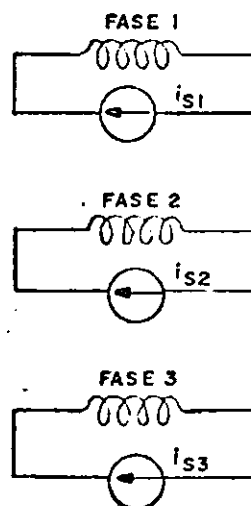


Fig. 3.2 Circuito Equivalente do Inversor Trifásico

Deste modo as equações de definição do inversor trifásico se reduzem a:

$$I_{s1} = I_m \cos(\omega_s t) \quad (1)$$

$$I_{s2} = I_m \cos(\omega_s t - 2\pi/3) \quad (2)$$

$$I_{s3} = I_m \cos(\omega_s t - 4\pi/3) \quad (3)$$

Onde: I_{s1} : Corrente da Fase 1

I_{s2} : Corrente da Fase 2

I_{s3} : Corrente da Fase 3

3.3 FONTE CHAVEADA

Para a simulação do sistema com a malha de regulação dinâmica (fonte chaveada) é necessário acrescentar as equações diferenciais do filtro $L_o C_o$ e do regulador proporcional. A fonte chaveada empregada na simulação possui a característica de bipolaridade em tensão. Conforme mencionado no capítulo 2 essa característica pode ser obtida pela inclusão da fonte $-E_B$ e do transistor T_4 (linhas tracejadas da Fig. 2.8). Estas equações podem ser escritas como segue:

$$pI_1 = (V_{ch} - E_C)/L_o \quad (4)$$

$$pV_c = (I_1 - I_{s1})/C_o \quad (5)$$

É importante salientar que a corrente I_{s1} na expressão de pV_c é na realidade o módulo da corrente I_{s1} da fase 1.

O regulador proporcional empregado realiza a equação (6) mostrada abaixo. V_{erro} é a tensão que alimenta o

modulador de largura de pulso (Veja-se Fig. 2.8). O valor de V_{erro} define o ciclo de trabalho dos interruptores da fonte chaveada. A tensão de erro é comparada com um sinal de referência no modulador MLP. Esse sinal de referência é tensão em forma de "dente de serra". A tensão V_{REF} é o menor valor da tensão de coletor que garante a operação de T_2 (Veja-se Fig. 2.8) na região linear. A tensão V_{S1} da expressão de V_{erro} representa o valor da tensão V_{S1} da fase 1 retificada sincronamente com a corrente dessa mesma fase I_{S1} . Deste modo tem-se no semiciclo positivo de I_{S1} que $V_{S1} = V_{S1}$ e no semiciclo negativo $V_{S1} = -V_{S1}$. G_p é o valor do ganho proporcional.

$$V_{\text{erro}} = G_p (V_{\text{REF}} + (E_C - V_{S1})) \quad (6)$$

3.4 MOTOR DE INDUÇÃO

Uma vez definido o modelo do inversor, aplica-se a matriz de transformação generalizada de Park e considerando que $\psi = \omega_s t$ (o eixo de referência d-q síncrono com o vetor I_{sd}) e que a operação do sistema será feita na sua fase inicial com frequência e amplitude constantes, tem-se então:

$$I_{sd} = \sqrt{3}/2 I_m \text{ e } I_{sq} = 0$$

Para: $\psi = \omega_s t$ e $\omega = \omega_m$

Deste modo tem-se que $pI_{sd} = pI_{sq} = 0$ e portanto as equações de tensão para a máquina ficam reduzidas a:

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + M_{sr} p I_{rd} - M_{sr} w_s I_{rq} \quad (7)$$

$$V_{sq} = L_s w_s I_{sd} + M_{sr} w_s I_{rd} + M_{sr} p I_{rq} \quad (8)$$

As equações para as derivadas das correntes rotóricas ficam sendo:

$$p I_{rd} = -(R_r I_{rd} - L_r (w_s - w_m) I_{rq}) / L_r \quad (9)$$

$$p I_{rq} = -(M_{sr} (w_s - w_m) I_{sd} + L_r (w_s - w_m) I_{rd} + R_r I_{rq}) / L_r \quad (10)$$

As equações (7), (8), (9) e (10) descrevem, a operação do motor do ponto de vista elétrico, para uma dada velocidade no eixo da máquina. Para completar a descrição da máquina, é necessário incorporar uma quinta equação: a equação mecânica que estabelece a ligação entre a máquina e a carga mecânica no seu eixo.

Portanto tem-se que para o sistema de eixos adotado:

$$T_e = -M_{sr} I_{sd} I_{rq} \quad (11)$$

Esta equação do torque eletromagnético deve então ser igualada com a equação mecânica. Portanto tem-se:

$$T_{mec} = J p w_m + F w_m + B \quad (12)$$

Considerando o atrito estático igual a zero $B = 0$ chega-se finalmente a:

$$p w_m = -(M_{sr} I_{sd} I_{rq} + F w_m) / J \quad (13)$$

A simulação digital do sistema conversor-máquina resume-se na solução deste conjunto de equações

diferenciais. Muito embora existam diversos métodos para solução deste sistema de equações, no presente caso foi adotado o método de Runge-Kutta de ordem 2 [Conte, 1975]. A escolha do método de Runge-Kutta de ordem 2 está ligada ao fato de que na implementação do sistema de controle também é propósito utilizar este método e, portanto, a comparação entre os resultados experimentais e da simulação torna-se mais direta.

A simulação do presente sistema foi dividida em duas etapas: 1) Simulação do Sistema Conversor-Máquina sem a malha de regulação dinâmica 2) Simulação do Sistema com a malha de regulação dinâmica. Esta divisão, além de reduzir o esforço computacional, permite demonstrar a eficácia da malha de regulação dinâmica.

3.5 ESTIMADOR DE VELOCIDADE

Classicamente, na implementação dos sistemas de controle de velocidade de máquinas elétricas, tem sido utilizados sensores de velocidade presos ao eixo da máquina [Sen, 1980]. Estes sistemas apresentam bom desempenho mas apresentam um sério inconveniente no que concerne à sua implantação em ambientes industriais onde a máquina, objeto do controle, já se encontra instalada e portanto, acoplada num sistema mais complexo. Nestes casos é aconselhável utilizar estimadores de velocidade. O estimador de velocidade permite, a partir das variáveis de fácil acesso (tensões e correntes terminais) obter uma estimativa para o

valor da velocidade no eixo da máquina. Atualmente os métodos de detecção de velocidade baseados na determinação da velocidade no eixo a partir do conhecimento das grandezas terminais da máquina tem recebido bastante atenção. Existem diversas técnicas que permitem a obtenção da velocidade a partir das grandezas terminais [Ohisi, 1984; Farines, 1979].

No presente sistema de acionamento o estimador de velocidade será formulado a partir dos modelos de Park. As grandezas terminais corrente e tensão e a velocidade de escorregamento desejada permitem a obtenção de uma estimativa para a velocidade no eixo. O estimador apresentado em seguida é discutido em [Farines, 1979]. As variáveis de entrada deste estimador são:

V_{sq} : Tensão no eixo de quadratura do estator, obtida por uma transformação linear de Park sobre as tres tensões terminais trifásicas.

I_{sd} : Corrente no eixo direto do estator, obtida por uma transformação linear de Park sobre as tres correntes terminais trifásicas.

w_r : Frequência da correntes rotóricas, que se deseja impor para definir o escorregamento.

$$pY_{rd} = w_r Y_{rq} - (R_r/L_r)Y_{rd} + (R_r M_{sr}/L_r)I_{sd} \quad (14)$$

$$pY_{rq} = -(R_r/L_r)Y_{rq} - w_r Y_{rd} \quad (15)$$

$$Y_{sd} = aL_s I_{sd} + (M_{sr}/L_r)Y_{rd} \quad (16)$$

$$\langle w_m Y_{sd} \rangle = V_{sq} - aL_s w_r I_{sd} + (M_{sr} \dot{R}_r / L_r^2) Y_{rq} \quad (17)$$

$$\hat{w}_m = \langle w_m Y_{sd} \rangle / Y_{sd} \quad (18)$$

Uma vez obtido o valor de $\langle w_m Y_{sd} \rangle$, equação (17) a velocidade no eixo é calculada de forma simples, equação (18). Note-se que nas equações (16) e (17) aparecem os valores de Y_{rd} e Y_{rq} respectivamente. Deste modo se faz necessário utilizar um método de integração numérica para a obtenção destes valores a partir das equações (14) e (15). No presente caso foi escolhido o método de Runge-Kutta de ordem 2.

O método de Runge-Kutta de ordem 2 também será utilizado na realização prática do estimador de velocidade, de sorte que os resultados da simulação e os resultados experimentais poderão ser comparados de forma mais direta, conforme já mencionado. A estimação da velocidade no eixo se dá então pela resolução das equações (14), (15), (16), (17) e (18) num microprocessador. Os valores das variáveis de entrada são obtidos por meio de um conversor A/D e o comando que altera a frequência e a amplitude do oscilador trifásico (Veja-se Fig. 2.10) por meio de um conversor D/A. Além desse aspecto prático existe o fator tempo que na presente implementação adquire grande importância. Os métodos de integração numérica que permitem obter resultados mais precisos requerem um maior esforço computacional e por conseguinte um maior tempo de

procesamento. Uma vez que o microcomputador que será utilizado na implementação do controlador digital é baseado num microprocessador com palavra de dados de 8 bits e de uso geral (z80), que não possui operações de multiplicação, o critério do tempo de execução precisa ser observado cuidadosamente, uma vez que o processador não será utilizado apenas para efetuar os cálculos. Tarefas de atuação, aquisição de dados e decisão de controle serão todas realizadas por meio de único processador. Uma descrição do microcomputador com o qual será implantado o sistema de controle é apresentada no Apêndice D.

Algumas soluções podem ser utilizadas para minimizar o tempo de execução das tarefas que envolvam operações de multiplicação. Estas soluções consistem de rotinas de multiplicação especiais que realizam a multiplicação por meio de tabelas pré-programadas [Gnarov, 1981; Dasgupta, 1981].

3.6 TRANSITORIOS ASSIMETRICOS

O modelamento apresentado acima foi utilizado na simulação do sistema de acionamento nas etapas 1) e 2), descritas acima. Para a simulação do comportamento transitório da operação do sistema em amplitude e frequência variável, com a malha de regulação dinâmica é necessário a utilização de um modelamento diferenciado, em virtude dos problemas concernentes à assimetria de falhas eventuais do sistema de regulação dinâmica, que são difíceis de incorporar no modelamento adotado acima.

Este modelamento diferenciado consiste na incorporação de uma resistência interna finita as fontes de corrente transistorizadas [Lipo, 1979]. Deste modo estas fontes de corrente podem ser substituídas pelo equivalente de Thevenin e o conversor estático passa então a alimentar a máquina com uma fonte de tensão de amplitude igual a $R_0 I_m$ e uma resistência interna de valor igual a R_0 ; onde I_m é o valor máximo da corrente suprida pelos transistores da fonte de corrente. Na realidade a incorporação desta resistência adicional pode ser encarada como a utilização de um transistor de má qualidade (h_{oe} pequeno). Um circuito equivalente, por fase, esta representado na Fig. 3.3. Note que o acionamento da máquina é agora feito por meio de uma fonte de tensão de resistência interna não nula e portanto a simulação terá que construir os valores da corrente e da tensão por fase I_s e V_s .

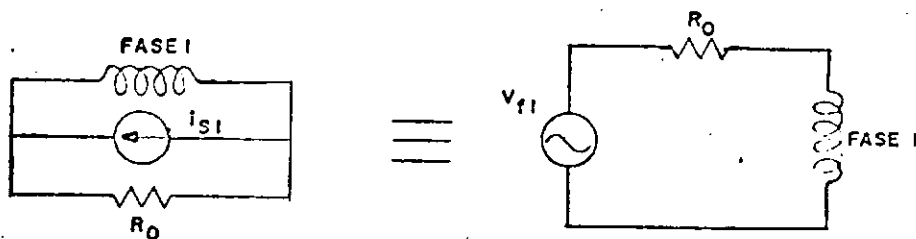


Fig. 3.3 Equivalente de Thevenin

Para simplificar e reduzir o número de termos nas equações da simulação e conseqüentemente reduzir o esforço computacional o sistema de eixos de referência adotado foi escolhido fixo no estator ($\gamma = 0$). Deste modo as equações para simulação ficam:

Equações do Inversor de Tensão Trifásico

$$V_{f1} = V_m \cos(\omega_s t) \quad (19)$$

$$V_{f2} = V_m \cos(\omega_s t - 2\pi/3) \quad (20)$$

$$V_{f3} = V_m \cos(\omega_s t - 4\pi/3) \quad (21)$$

Onde V_m é a tensão de Thevenin da fonte de tensão equivalente $V_m = R_o I_m$. O resistor de Thevenin fica em série com o resistor R_s de cada fase do estator. Entretanto R_o não deve ser incorporado ao valor de R_s pois isto impede a análise dos transitórios assimétricos que eventualmente venham a ocorrer. Estes transitórios assimétricos resultam de uma falha no sistema de regulação dinâmica da tensão de alimentação do conversor. Esta falha de regulação faz com que um dos transistores das fontes de corrente seja comutado para a saturação. Utilizando o modelamento de fonte de corrente é bastante difícil representar este efeito, entretanto por meio de equivalente de thevenin esta falha passa a ser representada por meio de uma simples alteração no valor de R_o e no valor de V_f .

Operação Normal:

$$V_{fi} = V_m \cos(\omega_s t)$$

$$R_{in} = R_o$$

Operação Saturada:

$$V_{fi} = V_{bb}$$

$$R_{in} = 0$$

Deste modo a cada passo de integração é necessário testar a condição de operação dos transistores para modificar os valores de V_f de cada fase. Esse teste

consiste na verificação do valor de $|V_s| - V_{bb}$.

maior que zero >> Operação Normal

$$|V_s| - V_{bb}$$

menor que zero >> Operação Saturada

Deste modo as equações da simulação podem ser escritas como:

$$pI_{so} = (V_{so} - R_s I_{so})/L_{so}$$

$$pI_{sd} = (L_r V_{sd} - R_s L_r I_{sd} + M_{sr}^2 I_{sq} + M_{sr} R_r I_{rd} + L_r M_{sr} w_m I_{rq})/b$$

$$pI_{sq} = (L_r V_{sq} - M_{sr}^2 I_{sd} - R_s L_r I_{sq} - L_r M_{sr} w_m I_{rd} + R_r M_{sr} I_{rq})/b$$

$$pI_{rd} = (M_{sr} R_s I_{sd} - L_s M_{sr} w_m I_{sq} - R_r L_s I_{rd} - L_s L_r I_{rq})/b$$

$$pI_{rq} = (L_s M_{sr} w_m I_{sd} + R_s M_{sr} I_{sq} + L_s L_r I_{rd} - L_s R_r I_{rq})/b$$

Onde I_{so} é a componente homopolar que passará a existir quando da ocorrência de uma falha assimétrica, em virtude da estrutura do conversor utilizado.

Os valores de V_{so} , V_{sd} e V_{sq} são obtidos a partir de uma transformação linear sobre as tensões V_{s1} , V_{s2} e V_{s3} :

$$V_{so} = \sqrt{3}/3(V_{s1} + V_{s2} + V_{s3})$$

$$V_{sd} = \sqrt{3}/3(2V_{s1} - \sqrt{2}/2(V_{s2} + V_{s3}))$$

$$V_{sq} = \sqrt{2}/2(V_{s2} - V_{s3})$$

Onde V_{s1} , V_{s2} e V_{s3} são definidos por:

$$V_{s1} = V_{f1} - R_{in} I_{s1}$$

$$V_{s2} = V_{f2} - R_{in} I_{s2}$$

$$V_{s3} = V_{f3} - R_{in} I_{s3}$$

As correntes I_{s1} , I_{s2} e I_{s3} são resultantes de uma transformação linear sobre as correntes I_{so} , I_{sd} e I_{sq} que são calculadas a partir da simulação:

$$I_{s1} = \sqrt{2/3}(I_{so}/\sqrt{2} + I_{sd})$$

$$I_{s2} = \sqrt{2/3}(I_{so}/\sqrt{2} - I_{sd}/2 + \sqrt{3/2}I_{sq})$$

$$I_{s3} = \sqrt{2/3}(I_{sd}/2 - \sqrt{3/2}I_{sq})$$

3.7 METODO DE SIMULAÇÃO

Na elaboração do programa de simulação digital do sistema, foi adotado o método SOSIE [Faucher, 1985], cuja filosofia básica consiste em segmentar o sistema em módulos interdependentes que são gerenciados por um escalonador que comanda a ativação de cada módulo em função de características como o tempo de ativação e o passo de integração; o princípio se assemelha bastante a um sistema de controle de processos em tempo real no qual cada módulo representa uma tarefa do sistema. O programa de simulação assim desenvolvido assemelha-se a um "endless loop" onde é feito uma consulta (polling) dos diversos módulos enquanto o tempo de simulação é continuamente incrementado. Nessa consulta o escalonador determina o instante de cálculo de cada módulo. Para cada módulo, no instante de cálculo tudo se passa como se os demais módulos estivessem "congelados". Somente na próxima "rodada" do programa de consulta é que o novo valor da variável, calculado no instante de ativação, é armazenado para ser utilizado pelos demais módulos. O programa de simulação foi desenvolvido em linguagem

FORTRAN77, num microcomputador NEXUS1600. Somente foi elaborado o programa de simulação do sistema inversor-máquina, equações (1-13). A implementação do estimador e a análise do comportamento transitório são deixados para um trabalho posterior.

Para a aplicação deste método de simulação é necessário dividir o sistema em análise em módulos interdependentes que representem funções importantes do sistema. Conforme mencionado anteriormente, a simulação do sistema foi dividida em duas etapas: Simulação sem a malha de regulação dinâmica e Simulação com a malha de regulação dinâmica. A seguir é descrita a divisão em blocos funcionais que foi feita para o primeiro caso. Esta divisão permite demonstrar a importância da malha de regulação dinâmica por meio da análise da perda de potencia sobre o transistor T_1 . A eficiência do sistema de acionamento proposto pode ser definida em função desta perda de potencia por meio da seguinte relação:

$$\eta = 1 - P_{Tr}/P_T$$

Onde:

P_{tr} é a potencia dissipada no transistor da fonte de corrente e

P_T é a potencia total entregue ao sistema

As características de modularidade do sistema de acionamento permitem uma simulação por fase do conjunto

conversor-máquina. Deste modo somente um filtro $L_o C_o$ precisa ser incluído no programa de simulação.

Para este primeiro caso o sistema foi dividido em 5 (cinco) blocos básicos cujas equações descritivas encontram-se abaixo:

Bloco 1:

Fonte de Tensão Contínua

$$V_b = E_b - R_b I_l$$

Bloco 2:

Máquina de Indução

$$pI_{rd} = - (R_r I_{rd} - L_r (\omega_s - \omega_m) I_{rq}) / L_r$$

$$pI_{rq} = - (M_{sr} (\omega_s - \omega_m) I_{sd} + L_r (\omega_s - \omega_m) I_{rd} + R_r I_{rq})$$

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + M_{sr} pI_{rd} - M_{sr} \omega_s I_{rq}$$

$$V_{sq} = L_s \omega_s I_{sd} + M_{sr} \omega_s I_{rd} + M_{sr} pI_{rq}$$

Bloco 3:

Equação Mecânica

$$C_e = - M_{sr} I_{sd} I_{rq}$$

$$p\omega_m = C_e / J_m - (F_m / J_m) \omega_m$$

Bloco 4:

Plotador

$$y_{k,n}$$

Bloco 5:

Fonte de Corrente :

$$I_{S1} = I_m \cos(\omega_s t)$$

Conforme é descrito no capítulo 2, a malha de regulação dinâmica consiste de uma fonte chaveada, que opera numa frequência bem superior à frequência da forma de onda de corrente suprida pelo inversor e cuja função é ajustar dinamicamente a tensão de alimentação para maximizar o rendimento e reduzir a dissipação e o aquecimento excessivo do transistor T_1 (Fig. 2.8). Deste modo o módulo da fonte chaveada deve ser acrescentado ao programa de simulação.

Bloco 6:

Modulo da Fonte Chaveada

$$pI_1 = (V_{ch} - E_C)/L_o$$

$$pV_c = (I_1 - I_{S1})/C_o$$

$$\text{Onde } V_{ch} = -V_b \text{ se } dt = 0$$

$$V_{ch} = V_b \text{ se } dt = 1$$

A variável dt designa o estado do interruptor de potencia da fonte chaveada. Este estado é calculado no módulo regulador que contém o modulador de largura de pulso e o amplificador de erro. O módulo regulador é definido pelas seguintes equações:

Bloco 7:

Modulo do Regulador

$$V_{rampa} = k_r t$$

$$t = t + h$$

se t maior que T faça $t = 0$

$$V_{\text{erro}} = G_p (V_{\text{REF}} - E_C + V_{S1})$$

se V_{erro} maior ou igual a V_{rampa} faça $dt = 1$

se V_{erro} menor que V_{rampa} faça $dt = 0$

Onde:

t é o relógio do programa

k_r é a constante de proporcionalidade definida pelo gerador de rampa (Fig. 4.3)

T é o período de operação da fonte chaveada

G_p é o ganho proporcional do regulador (Fig. 2.8)

V_{REF} é a tensão contínua de referência (Fig. 2.8)

E_C tensão do capacitor C_o

V_{S1} valor de V_{S1} retificado sincronamente com I_{S1}

A listagem do programa de simulação desenvolvido é apresentada no Apêndice E. O programa refere-se à operação com a malha de regulação dinâmica (Módulos de 1 a 7). Para a operação sem a malha de regulação dinâmica é suficiente omitir os módulos 6 e 7.

A Fig. 3.4 mostra o resultado obtido com o programa. Os valores dos parâmetros utilizados na simulação são os seguintes:

$$R_s = 33,1 \text{ Ohms}$$

$$R_r = 23,8 \text{ Ohms}$$

$$L_s = 1,28 \text{ Henries}$$

$$L_r = 1,30 \text{ Henries}$$

$$M_{sr} = 1,25 \text{ Henries}$$

$$J_m = 600 \times 10^{-6} \text{ Kgm}^2$$

$$F_m = 600 \times 10^{-6} \text{ Nrd}^{-1} \text{ s}$$

$$E_B = 400 \text{ Volts}$$

$$R_B = 0,054 \text{ Ohms}$$

$$V_{BB} = 5 \text{ Volts}$$

$$L_F = 1 \times 10^{-3} \text{ Henries}$$

$$C_F = 7 \times 10^{-6} \text{ Farads}$$

$$V_{\max} = 10 \text{ Volts}$$

$$T_C = 100 \times 10^{-6} \text{ Segundos}$$

$$V_R = 6 \text{ Volts}$$

$$G_p = 1000$$

$$\text{hor} = 1 \times 10^{-6} \text{ Segundos}$$

Onde:

R_s	:	Resistência dos enrolamentos do estator
R_r	:	Resistência dos enrolamentos do rotor
L_s	:	Indutância própria dos enrolamentos do estator
L_r	:	Indutância própria dos enrolamentos do rotor
M_{sr}	:	Indutância mútua estator-rotor
J_m	:	Constante de inércia
F_m	:	Constante de atrito viscoso
E_B	:	Tensão da fonte de entrada da fonte chaveada
R_B	:	Resistência interna da fonte
V_{BB}	:	Tensão de polarização da base de T_2
L_F	:	Indutância do filtro da fonte chaveada
C_F	:	Capacitância do filtro da fonte chaveada
V_{\max}	:	Tensão máxima do sinal "dente de serra"
T_C	:	Período da fonte chaveada
V_R	:	Tensão de referência do regulador

proporcional

G_p : Ganho do regulador proporcional
hor : Relógio da simulação

1.00E-02	5.04E+02	-3.70E+02	-2.52E+02	-1.24E+02	6.65E+03	1.26E+02	2.52E+02	3.73E+02	5.04E+02	6.30E+02
1.00E-02	1	1	1	1	27	27	27	27	1	1
3.3/E-03					4	4	4	4	1	1
3.73E-03					4	4	4	4	1	1
1.01E-02					4	4	4	4	1	1
1.01E-02					4	4	4	4	1	1
1.01E-02					4	4	4	4	1	1
1.68E-02					4	4	4	4	1	1
2.02E-02					4	4	4	4	1	1
2.36E-02					4	4	4	4	1	1
2.69E-02					4	4	4	4	1	1
3.03E-02					4	4	4	4	1	1
3.3/E-02					4	4	4	4	1	1

CAPITULO IV
IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são descritos os subsistemas básicos utilizados na implementação do sistema de acionamento proposto. O diagrama de blocos do sistema de acionamento é apresentado na Fig. 4.1. Em vista da modularidade característica do sistema proposto, a análise e o projeto dos subsistemas são feitos por fase. Os subsistemas básicos que são apresentados neste capítulo são a fonte chaveada, o modulador de largura de pulso (MLP), o circuito de comando da fonte chaveada, o oscilador trifásico, o conversor analógico-digital, a fonte de tensão de referência, o condicionador de sinal e o circuito de amostragem. Esses subsistemas são mostrados no diagrama de blocos da Fig. 4.1. A fonte chaveada, o modulador MLP e o circuito de comando estão incluídos no bloco do inversor de corrente. No sistema proposto as funções de controle são gerenciadas pelo microcomputador. Por meio do operador de Park, do condicionador de sinal, do circuito de amostragem e do conversor A/D são adquiridos os dados do sistema e através do conversor D/A e do oscilador trifásico são fornecidos os sinais de comando do sistema. O operador de Park é circuito que efetua as operações aritméticas de conversão do sistema trifásico para o sistema de eixos d-q. Para gerenciar as tarefas de aquisição, comando, supervisão e comunicação homem-máquina será desenvolvido um sistema operacional de tempo real. Os resultados experimentais apresentados se referem à implementação de um sistema monofásico. Muito

embora não se tenha implementado o sistema completo da Fig. 4.1, cada subsistema apresentado foi testado individualmente em laboratório.

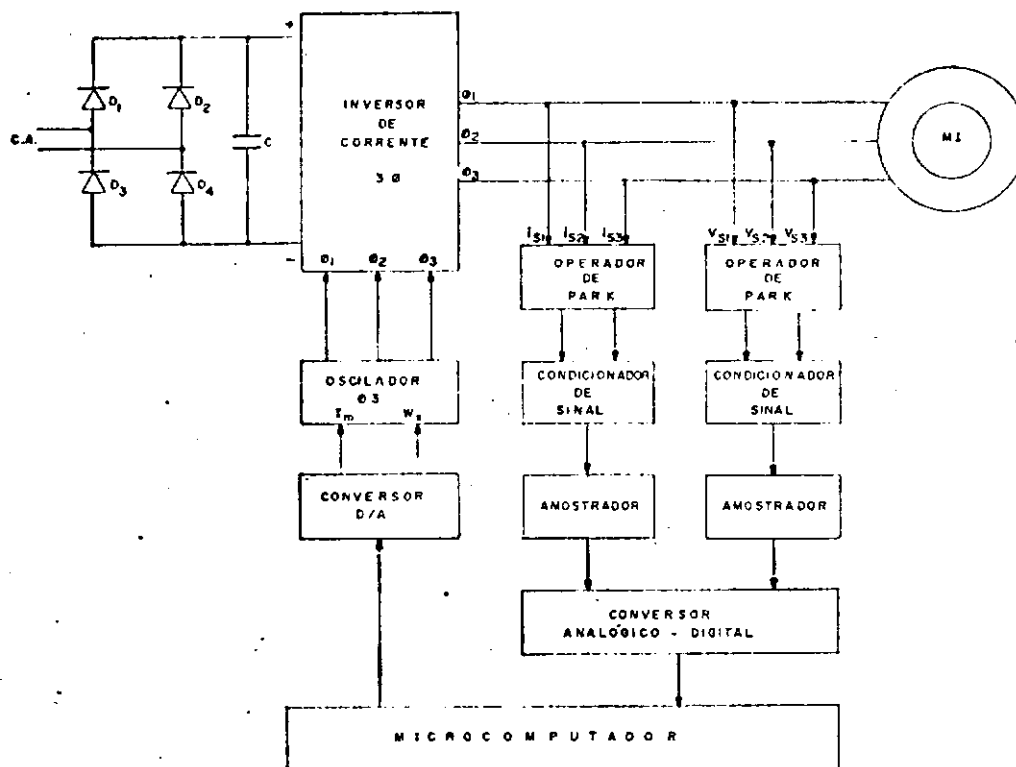


Fig. 4.1 Sistema de Acionamento Trifásico

Juntamente com a descrição dos princípios de funcionamento de cada subsistema são apresentados os detalhes de projeto e implementação.

4.2 A FONTE CHAVEADA

A fonte chaveada empregada na implementação do sistema de acionamento consiste de uma estrutura do tipo abaixador de tensão e um modulador MLP (Modulador de Largura de Pulso)

que permite a variação do ciclo de trabalho. Esta estrutura é utilizada para efetuar a regulação dinâmica da tensão de entrada do inversor de corrente. Na Fig. 4.2 encontra-se o circuito básico da estrutura implementada.

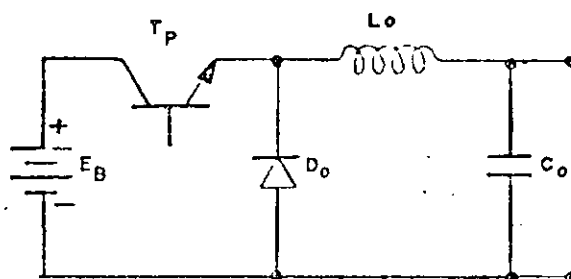


Fig. 4.2 Fonte Chaveada

A regulação dinâmica mencionada foi realizada por meio da regulação instantânea do ciclo de trabalho do interruptor de potência (BUV 22 250V/20A), mantendo-se constante a frequência de operação da fonte chaveada. A frequência de operação foi escolhida em função da maior frequência desejada, para a forma de onda de corrente que alimenta o motor. Para simplificar o projeto do filtro constituído por L_o e C_o foi adotado um critério de separação de 100 vezes entre a frequência máxima do inversor e a frequência de operação da fonte chaveada [Middlebrook, 1981]. O filtro LC da fonte chaveada deve fornecer uma tensão de saída cujo valor médio varie de acordo com o valor instantâneo do ciclo de trabalho e deve eliminar a ondulação produzida pela comutação do interruptor de potência. Deste modo tem-se:

$$f_{g\max} = 60\text{Hz}$$

$$f_{\text{chav}} = 6000\text{Hz}$$

A frequência de corte do filtro L_oC_o foi escolhida como sendo $f_c = 600\text{Hz}$. A escolha desta frequência garante que a primeira harmônica de frequência f_{chav} sera atenuada de 40dB. Quando se utiliza interruptores de potência, com melhores características de chaveamento, é aconselhável aumentar a separação entre a frequência máxima do inversor e a frequência de operação da fonte chaveada uma vez que essa separação facilita a implementação do filtro L_oC_o . Um aspecto importante, no que concerne à utilização da fonte chaveada na implementação da malha de regulação dinâmica, é que a estratégia de operação do sistema é sempre a mesma qualquer que seja a frequência das correntes do estator. Observe-se que nos sistema que utilizam técnica MLP com eliminação seletiva de harmônicas e necessário alterar a estratégia de modulação para a operação em frequência variável. A estrutura da fonte chaveada mostrada na Fig. 4.2 não possui a característica de bipolaridade. Para a obtenção da característica de bipolaridade existem algumas soluções propostas na literatura [Middlebrook, 1981].

4.2.1 MODULADOR DE LARGURA DE PULSO

O modulador MLP implementado é do tipo Rampa-Comparador em face da simplicidade de realização. O comparador empregado foi o LM311. A geração da rampa foi conseguida por meio de um circuito do tipo "bootstrap" alimentado por um sinal de relógio de frequência F_{chav} . O

sinal de relógio foi gerado por meio de um multivibrador astável implementado com portas lógicas do tipo CMOS (CD4011). Na Fig. 4.3 encontra-se o circuito do modulador empregado. O trem de pulsos obtido na saída do comparador é acoplado ao interruptor de potência por meio de um acoplador óptico. A utilização de um acoplador óptico garante isolamento elétrico e evita problemas de saturação que ocorrem com o acoplamento a transformador de pulso quando se deseja grandes variações do ciclo de trabalho ou quando seu valor fica muito próximo de 100%.

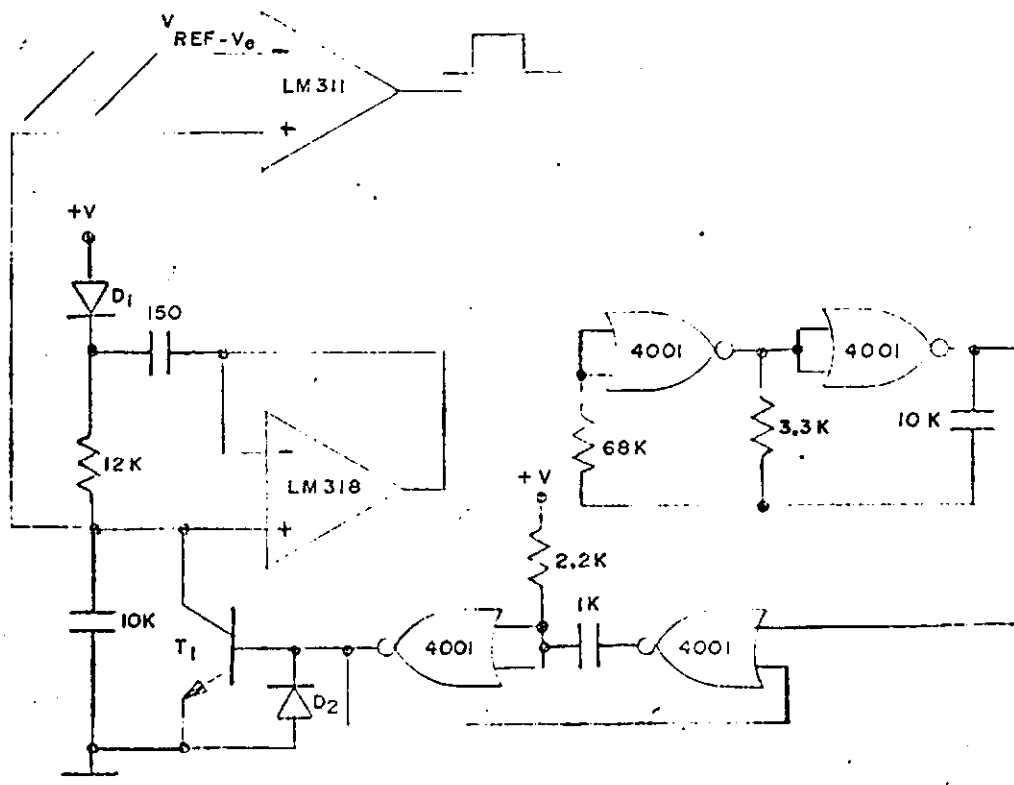


Fig. 4.3 Modulador MLP

4.2.2 CIRCUITO DE COMANDO

O circuito de comando do transistor de potência da fonte chaveada fornece um sinal de tensão positiva para

iniciar o período de condução e um sinal negativo para bloquear o interruptor. A utilização de uma tensão negativa para bloquear o transistor acelera o processo de comutação pela extração do excesso de carga armazenada na base durante o período em que transistor permanece saturado. Na Fig. 4.4 encontra-se o circuito de comando empregado. O circuito da Fig. 4.4 embora não forneça um comando de base ótimo apresentou um desempenho satisfatório. A indutância L_b evita que durante a transição da saturação para o corte a corrente de base mude bruscamente de polaridade [Motorola, 1984].

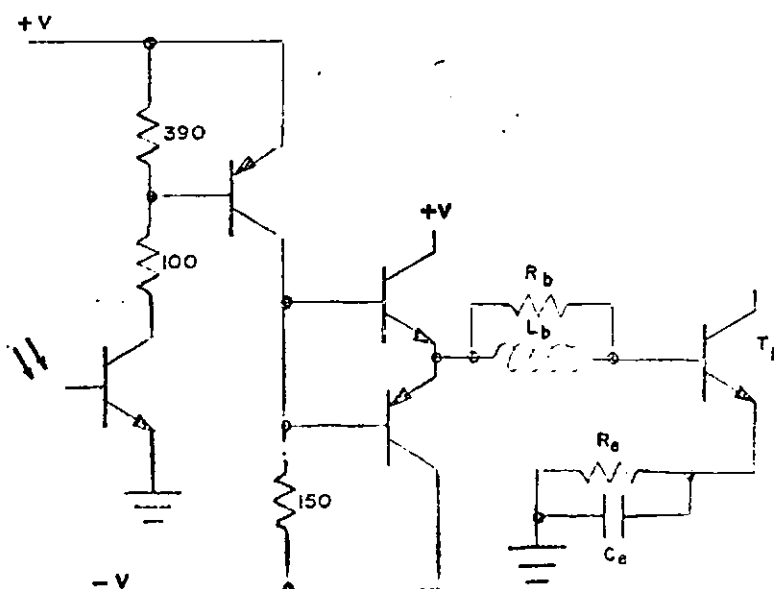


Fig. 4.4 Circuito de Comando

Para a operação do sistema trifásico são necessárias três fontes chaveadas similares a mostrada na Fig. 4.2, entretanto do ponto de vista operacional elas são réplicas idênticas e portanto o projeto não precisa ser repetido. Esta característica de modularidade é presente em quase

todos os blocos funcionais que constituem o sistema de acionamento proposto.

4.3 OSCILADOR TRIFÁSICO

Existem várias possibilidades de implementação para um oscilador trifásico de frequência variável. Uma análise das características dos diversos tipos de osciladores bem como uma comparação do desempenho é apresentada em [Lima, 1985].

Considerados os aspectos de simplicidade de projeto, erro de fase, operação em frequência variável e operação em amplitude variável foi escolhida a implementação ilustrada na Fig. 4.5 [Brandt, 1983].

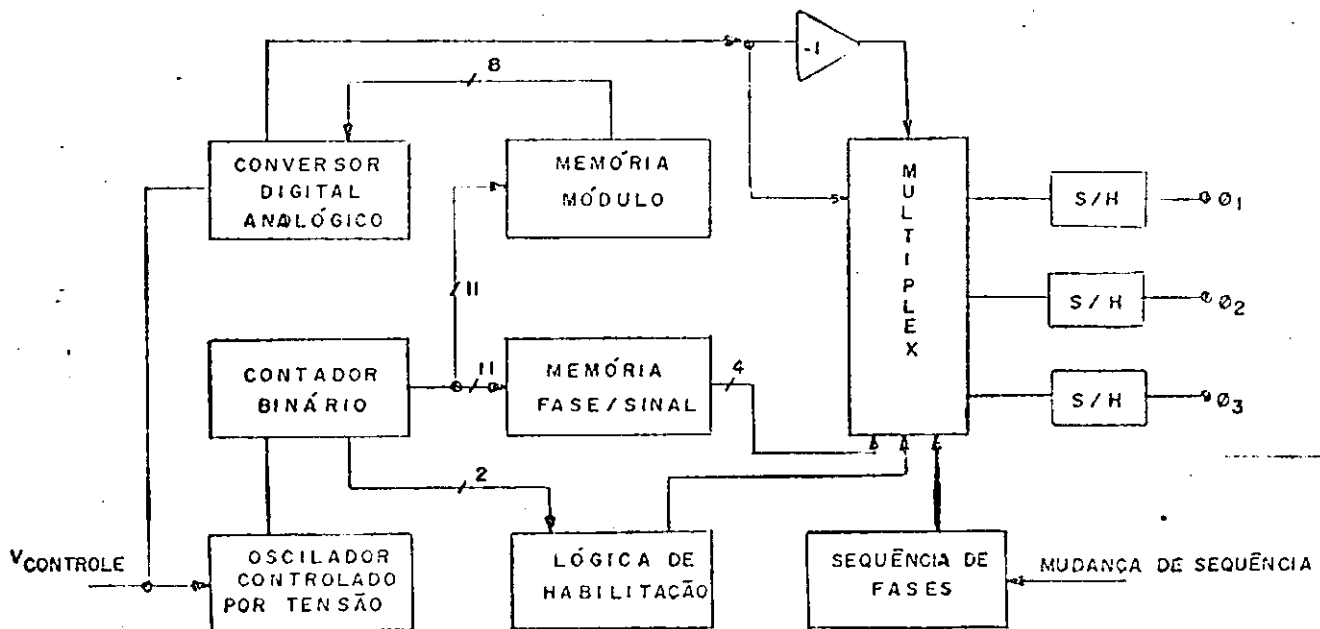


Fig. 4.5 Diagrama de Blocos do Oscilador Trifásico

Neste circuito os valores dos tres sinais trifásicos defasados em 120 graus são amostrados em intervalos discretos, convertidos para uma representação hexadecimal e gravados numa memória não volátil (EPROM). Por meio de um circuito contador, de duas memórias EPROM, uma para armazenar o módulo e outra para armazenar a fase e a

polaridade, de um conversor digital-analógico, de um bloco lógico de demultiplexação e tres capacitores de retenção são obtidos os sinais trifásicos. A relação de fase entre os sinais e definida pela seqüência dos valores armazenados na memória EPROM. Para armazenar os valores do módulo de cada fase foi utilizada uma memória M2716 de 2048 locações de 8 bits. Com o objetivo de simplificar o projeto dos circuitos de demultiplexação foi adotada uma forma de gravação sequencial: os módulos de cada fase se sucedem nas locações consecutivas da memória. Na Fig. 4.6 esta representado um trecho da memória EPROM que ilustra a forma de gravação adotada.

ENDERECO	MODULO	FASE	POLARIDADE	SINAL
0000	00	1	+	F2
0001	DE	2	+	F1
0002	DE	3	-	F6
0003	02	1	+	F0
0004	DD	2	+	F1
0005	DF	3	-	F6
0006	05	1	+	F0
0007	DB	2	+	F1
0008	E0	3	-	F6
0009	07	1	+	F0
000A	DA	2	+	F1
000B	E1	3	-	F6
000C	09	1	+	F0
000D	D9	2	+	F1
000E	E2	3	-	F6
000F	0C	1	+	F0
0010	D8	2	+	F1
0011	E3	3	-	F6

Fig. 4.6 Conteúdos de um trecho das Memórias EPROM

Observe que a utilização de apenas um conversor digital analógico do tipo DAC08 facilita sobremaneira a operação em amplitude variável, assim com a utilização de

um VCO integrado (CD4046) para alimentar o contador garante excelente linearidade de conversão V/f, assim como permite mais de uma década para a faixa de controle de frequência com um única malha RC para a temporização.

Do ponto de vista do sistema de controle o ajuste da frequência e da amplitude dos tres sinais senoidais é feita de forma bastante simples. Por meio de dois conversores D/A, um para controle da frequência e outro para controle da corrente de referencia do conversor D/A e feito o ajuste. A Fig. 4.7 mostra o circuito completo do oscilador trifásico implementado.

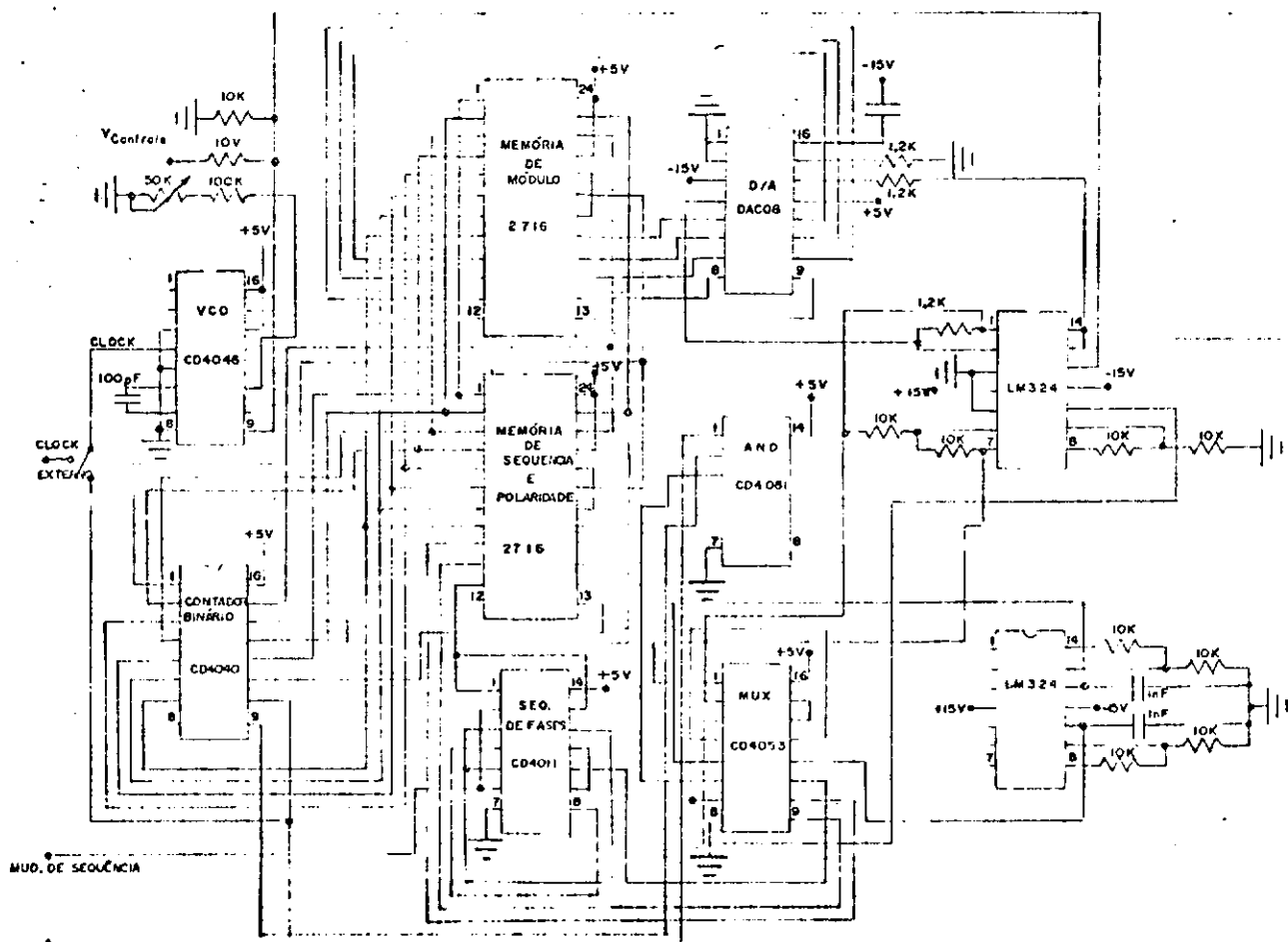


Fig. 4.7 Oscilador Trifásico

4.4 CONVERSOR ANALÓGICO-DIGITAL*

Para que um controlador digital possa receber os dados sobre o estado atual do processo sob seu controle é essencial dispor de um circuito de interface para permitir a aquisição destas informações. O estado de um processo pode ser completamente especificado em função dos valores de algumas variáveis pré-determinadas, denominadas genericamente de variáveis de estado [D'Azzo, 1978].

Portanto é necessário um circuito de interface que transporte para o controlador os valores das variáveis que caracterizam a operação do processo. Tal circuito pode ser genericamente classificado como um conversor. No presente caso as variáveis envolvidas são analógicas e portanto se faz necessário utilizar um conversor que transforme as grandezas da forma analógica para uma representação digital: Um conversor Analógico/Digital (ADC).

Existem várias implementações possíveis para um ADC, em [Hnatek, 1976] encontram-se algumas alternativas. A escolha de um ou outro tipo de conversor A/D está ligada à resolução (número de bits da palavra binária convertida), ao tempo de conversão (ligada a faixa de frequência dos sinais envolvidos) e a estabilidade de temperatura necessária. As diversas técnicas de conversão analógico-digital podem ser classificadas segundo estes critérios de escolha.

A faixa de frequência (0-60Hz) dos sinais envolvidos no sistema ora descrito permite utilizar um conversor com

* Desenvolvido junto com o Prof. Robert Rice Brandt

lógicos de seleção do cartão de interface, um circuito divisor binário e dois multivibradores monoestáveis, um para o sinal de amostragem e outro para o sinal de fim de conversão. Os circuitos de lógicos de seleção do cartão, os multivibradores monoestáveis e o divisor binário programável (Veja-se os estrapes da Fig. 4.9) foram implementados com circuitos integrados TTL do tipo LS para evitar sobrecargas ao barramento.

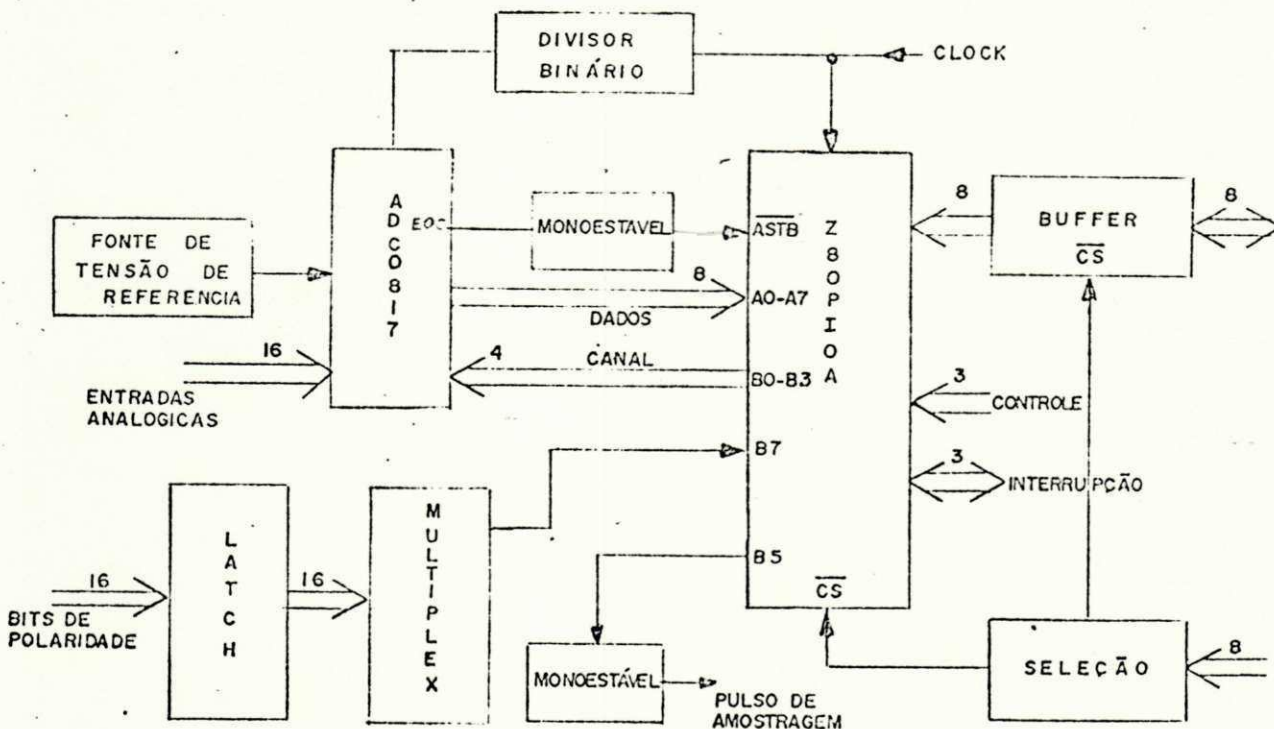


Fig 4.8 Diagrama de blocos do Conversor A/D

A informação de polaridade selecionada por multiplex adicional colocado na placa do conversor é gerada no cartão de condicionamento de sinal e armazenada no "latch". A utilização deste multiplexador de polaridade permite que

todos os oito bits do ADC0817 sejam usados para representação da magnitude (256 níveis), garantindo uma resolução de 1/256 da tensão de referência.

A polaridade do sinal analógico que será convertido é informada ao microprocessador por meio de um bit adicional; pino B7 da PIO. Deste modo a leitura de um valor convertido pelo cartão do conversor A/D é feita em duas etapas: 1) leitura do módulo do canal selecionado, 2) leitura do bit de polaridade desse mesmo canal. A ordem destas operações não é relevante para a operação do cartão.

Para a transferência dos dados do conversor para o microprocessador é utilizado o canal A da PIO (8 bits), enquanto que o bit de polaridade é transmitido por uma linha do canal B. A seleção do canal a cuja tensão deve ser convertida é feita por meio de quatro linhas do canal B (B0-B3).

O pulso de comando que aciona os circuitos de amostragem é obtido a partir de um multivibrador monoestável ligado ao pino B5 da PIO. A duração do pulso fornecido pelo multivibrador monoestável é definida pelo "sample time" do circuito de amostragem. No presente caso este pulso tem a duração de 13 microsegundos. Para dar início a uma operação de amostragem é necessário efetuar uma operação de escrita na PIO, produzindo uma transição 0-1 no pino B5.

O pulso de início de conversão é gerado por meio de um programa simples. Este programa consiste meramente de três instruções de saída (OUT) cujo objetivo é produzir um pulso

de curta duração no pino B5 da PIO (Apêndice F).

Ao fim de cada conversão há uma transição 0->1 no sinal EOC do ADC0817. Esta transição é processada em um multivibrador monoestável para gerar o pulso ASTB que informa a PIO o fim da conversão. A PIO ao receber este sinal, se adequadamente programada, deve interromper o microprocessador e transferir o valor binário convertido.

Deste modo para a operação correta do cartão do conversor A/D o programa de aquisição de dados deve programar o canal A da PIO como entrada (Modo 1), preparar interrupção no recebimento do sinal ASTB e programar o canal B da PIO como bit entrada/saída (Modo 3). Além destas tarefas de inicialização da PIO deve ser providenciado um programa de atendimento da interrupção que será gerada ao fim de cada de conversão. O programa desenvolvido para efetuar os testes da placa do conversor A/D encontra-se no Apêndice F. O circuito completo do subsistema de conversão A/D desenvolvido, é mostrado na Fig. 4.9. Este subsistema foi montado na forma de um cartão configurado para o barramento "ECB Bus" utilizado no Camaçari e será comercializado pela CALCON.

4.5 FONTE DE TENSÃO DE REFERENCIA

A fonte de tensão de referência ($V_{ref} = 5.12\text{Volts}$) foi implementada com um regulador de tensão (Circuito Integrado uA7810) e um amplificador operacional de alto desempenho (CA3140). O circuito utilizado encontra-se na Fig. 4.10 Na Fig. 4.11 esta ilustrado a variação de V_{ref} em

função da temperatura. O ensaio experimental não foi feito com a tensão nominal do conversor A/D (5.12 V).

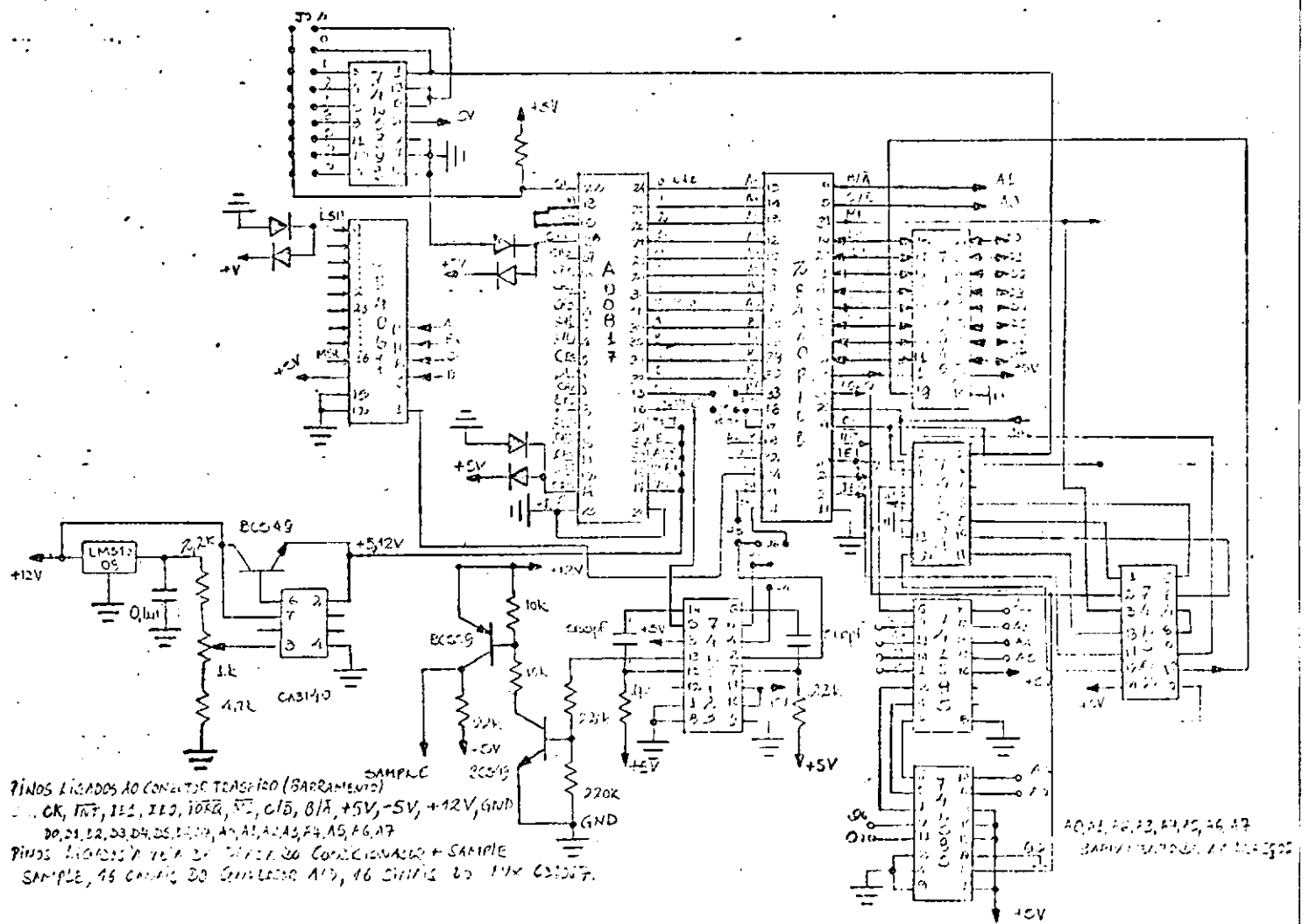


Fig. 4.9 Conversor A/D

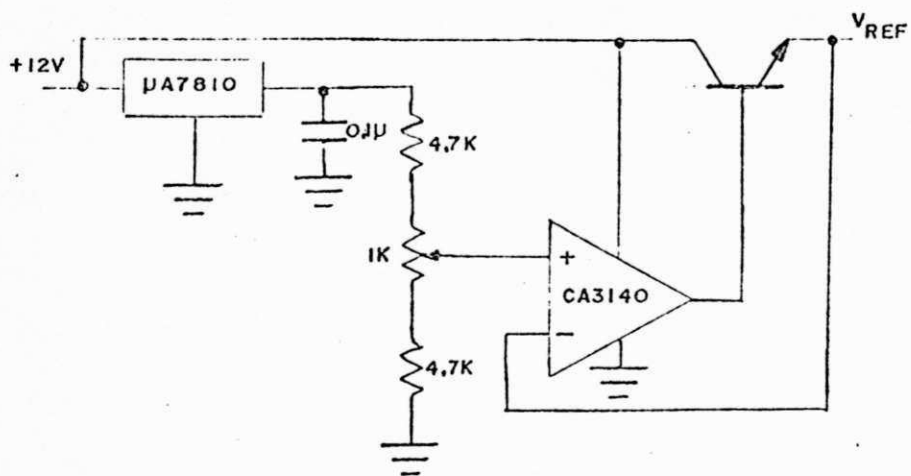


Fig. 4.10 Circuito da Fonte de Tensão de Referência

Conforme pode-se verificar do gráfico da Fig. 4.11 o desempenho do circuito é satisfatório, uma vez que a faixa de variação da temperatura de operação será restrita a alguns graus.

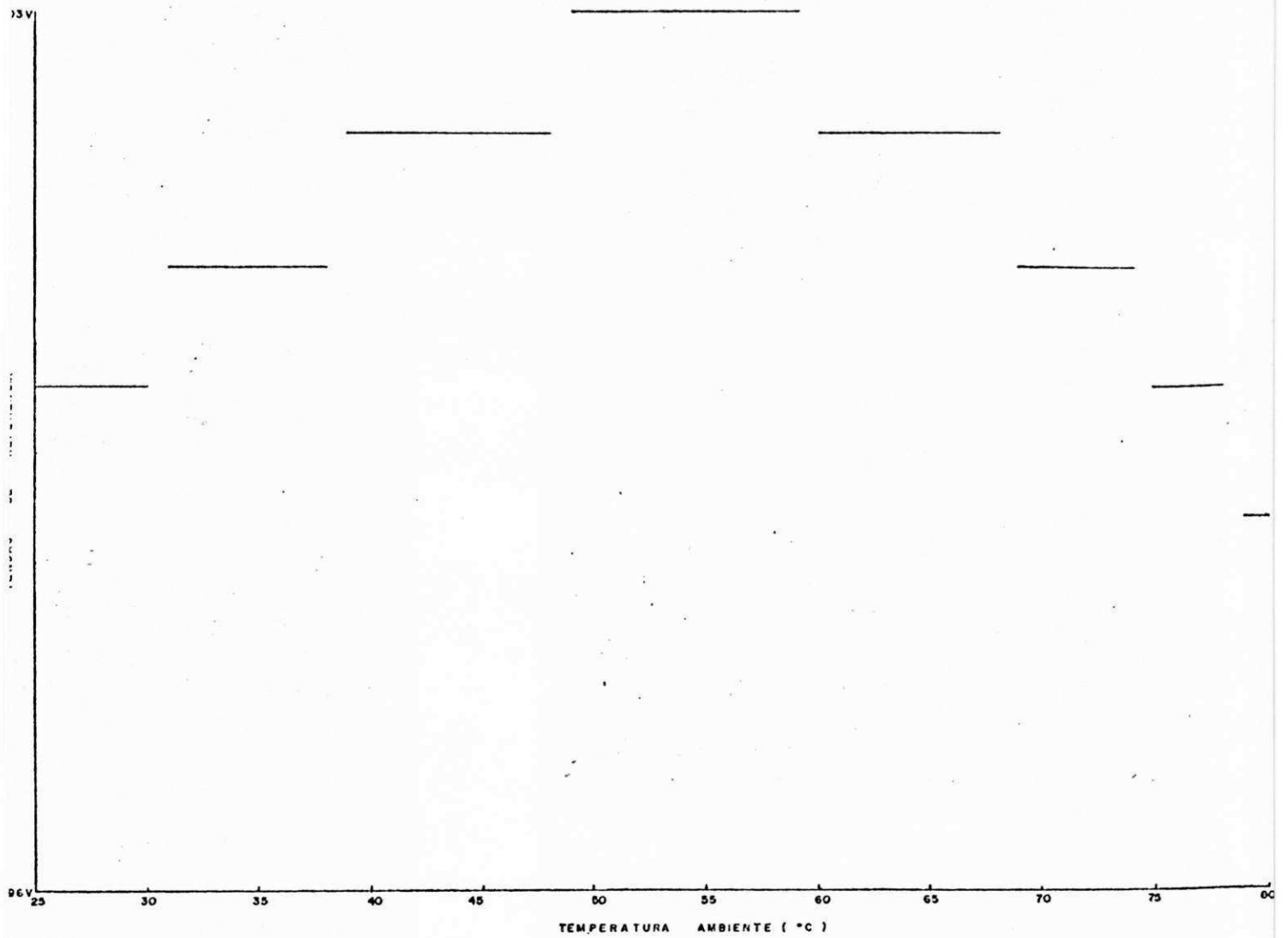


Fig. 4.11 Gráfico da Tensão de referência versus temperatura

4.6 CONDICIONADOR DE SINAL

O circuito de condicionamento de sinal utilizado consiste basicamente de um retificador de precisão, implementado com dois amplificadores operacionais de alto desempenho, e um circuito de detecção de polaridade.

O circuito do retificador de precisão fornece um sinal de saída na faixa de 0 a 5 Volts para o circuito de amostragem. Na Fig. 4.12 encontra-se o circuito do condicionador de sinal utilizado.

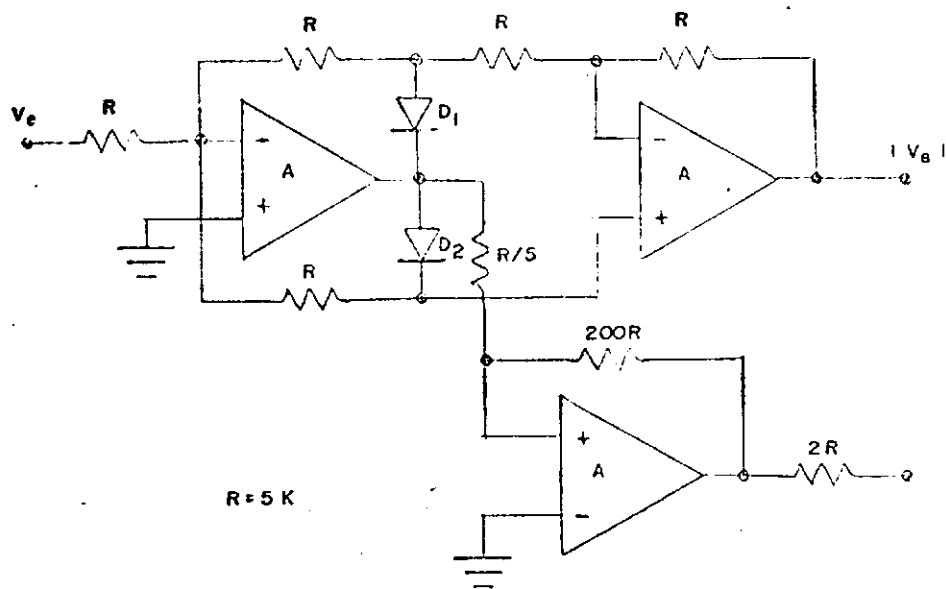


Fig. 4.12 Circuito do Condicionador de Sinal

4.7 CIRCUITO DE AMOSTRAGEM

Na implementação de qualquer sistema de controle por meio de um computador digital existe a noção implícita de um sistema discretizado no tempo. Nestes sistemas discretizados, tanto as variáveis de saída quanto as variáveis de entrada somente são disponíveis em intervalos de tempo regulares, segundo uma taxa de amostragem definida em função das características do sistema específico em que se trabalha.

Considerando o aspecto de que embora o sistema de controle seja amostrado o objeto de controle é um sistema, de forma geral contínuo no tempo e também o fato de que no instante da amostragem o processador pode estar executando uma outra tarefa é necessário providenciar um circuito que permita efetuar a amostragem síncrona e o armazenamento destas amostras até que o processador possa utilizá-las ou modificá-las: Um circuito de amostragem e retenção! (Sample & Hold). Um circuito de "sample & hold" é um circuito que amostra e armazena o valor de um sinal elétrico variável no tempo, em um dado instante. Quando no modo "hold" o valor amostrado é mantido constante na saída do circuito e pode, então ser convertido em uma palavra digital por meio de um conversor analógico-digital [Hill, 1978].

Deste modo foi desenvolvido o circuito da Fig. 4.12. Note-se que o circuito da Fig. 4.12 é um circuito híbrido que utiliza transistores discretos e circuitos integrados. Os transistores bipolares foram utilizados para reduzir o

tempo de aquisição. O tempo de aquisição é definido como o tempo necessário para que o circuito, quando no modo "sample" obtenha o valor correto do sinal. Este tempo de aquisição quando excessivo conduz a erros de amostragem que dependem da frequência do sinal de entrada, da taxa de amostragem escolhida e dos parâmetros do circuito.

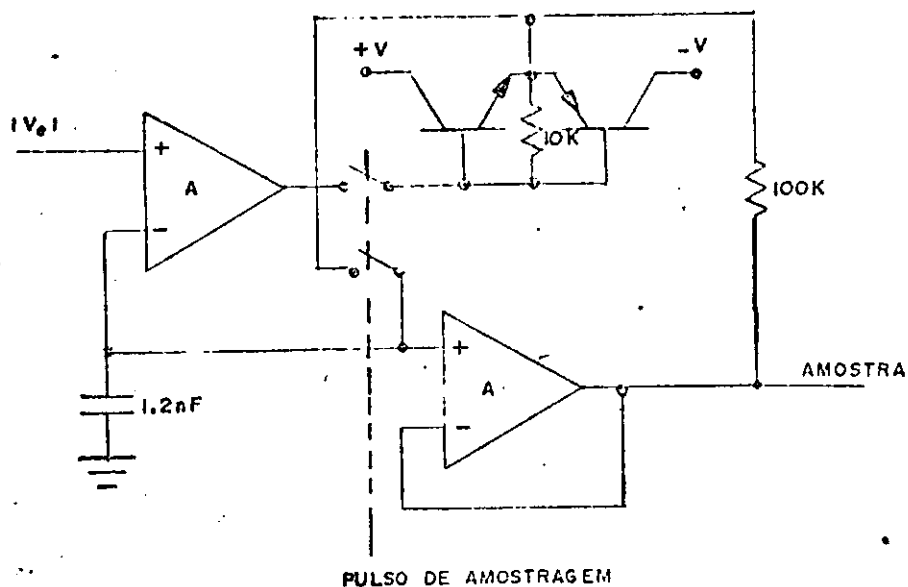


Fig. 4.12 Circuito do Amostrador

Com o presente circuito foi conseguido um tempo de aquisição da ordem de 5 microsegundos, esse tempo garante que o erro introduzido pelo circuito de amostragem pode ser desprezado [Hill, 1978]. Os amplificadores operacionais empregados são do tipo CA3140, que possuem corrente de polarização típica de 20 pA e "slew rate" de 9 V/microsegundo. Para reduzir o efeito da corrente de "leakage" das chaves analógicas empregada foi utilizado o resistor de 100 KOhms (Veja-se Fig. 4.12). Este resistor garante que, durante o "hold time", a tensão sobre a chave

Ch1 é limitada a 100 milivolts. A corrente de "leakage" da chave analógica com tensão reduzida sofre um decréscimo substancial. O "hold time" obtido com o presente circuito é equivalente a uma constante de tempo da ordem de 60 segundos.

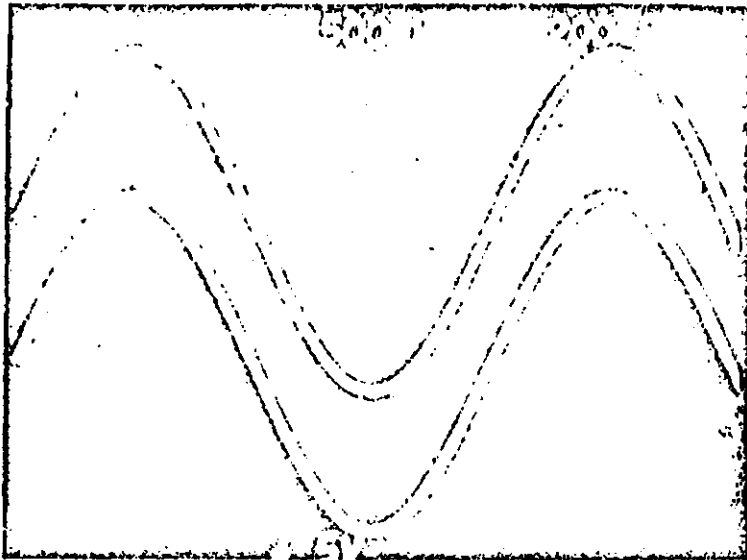
CAPITULO V
DESEMPENHO DO SISTEMA

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os testes realizados com os subsistemas principais do sistema proposto. O princípio de funcionamento dos subsistemas é descrito no capítulo 4. São também apresentadas as conclusões finais do presente trabalho. Os resultados experimentais apresentados se referem à montagem feita com o sistema monofásico, utilizando a estrutura da Fig. 2.5.

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

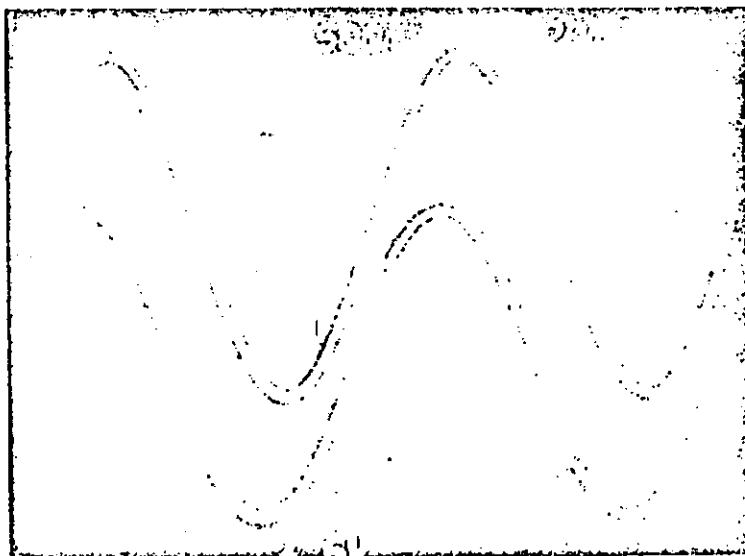
Os testes preliminares do inversor monofásico foram feitos com uma carga puramente resistiva e sem a malha de regulação dinâmica da tensão de alimentação do conversor. O desempenho do sistema esteve de acordo com as previsões teóricas. As fotografias 5.1 e 5.2 mostram as formas de onda de corrente e tensão obtidas com o inversor monofásico. A fotografia 5.1 refere-se à operação com carga resistiva (1K Ω). A fotografia 5.2 ilustra a operação com o motor monofásico. O motor empregado nessa implementação foi do tipo polos sombreados cujos dados de placa são 220V/0,15A/50Hz/2300rpm. Note-se que não houve alterações substanciais nas formas de onda de corrente e tensão nos dois casos. O pico que aparece na forma de onda da tensão do motor é provocado pela comutação natural dos tiristores. É importante destacar que o motor empregado apresenta um fator de potência bastante elevado e portanto seu comportamento é predominantemente resistivo.



Fotografia 5.3 Formas de Onda Experimentais - Resistor
Carga resistiva 1 KOhm

Traço Superior: Corrente de Carga 50mA/cm

Traço Inferior: Tensão de Carga 50V/cm



Fotografia 5.4 Formas de Onda Experimentais - Motor
Motor de Polos Sombreados

Traço Superior: Corrente de Carga 50mA/cm

Traço Inferior: Tensão de Carga 50V/cm

Após os testes acima referidos foi acrescentada a malha de regulação dinâmica. A estrutura da fonte chaveada utilizada na implementação da malha é idêntica à da Fig. 4.2. Entretanto o interruptor de potência empregado foi um tiristor e isto impôs uma limitação à frequência máxima da corrente do inversor. A máxima frequência foi limitada em 20Hz. As fotografias 5.3 e 5.4 mostram a operação do sistema com uma carga puramente resistiva de 1K Ω para duas frequências da corrente do inversor. Observe-se (Fotografia 5.3) que com uma menor frequência da corrente a operação da fonte chaveada é satisfatória e a tensão do capacitor acompanha a tensão do motor. Para uma frequência maior (Fotografia 5.4) a eficácia da malha de regulação já não é muito boa em virtude da pequena separação entre a frequência da corrente do inversor e a frequência de operação da fonte chaveada (200Hz).

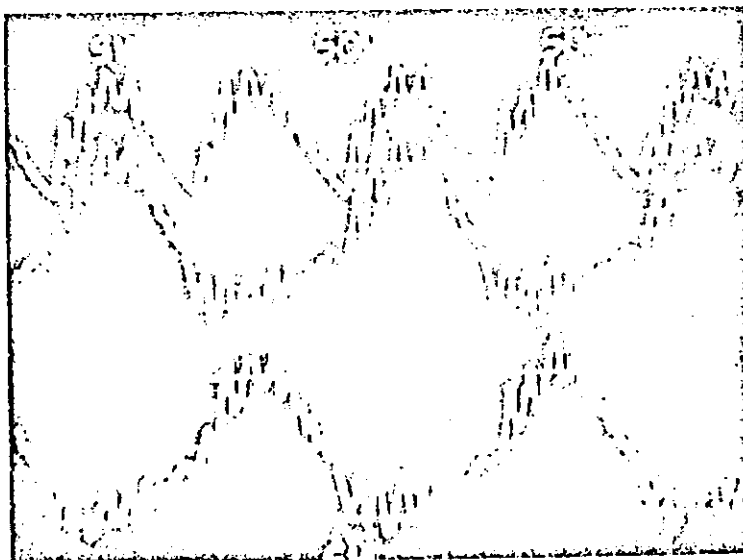
Além dos testes do inversor foram realizados testes no subsistema de conversão A/D. Foi desenvolvido um programa para permitir a medição do tempo de conversão do ADC0817. Este programa consiste de um laço de programa que continuamente seleciona o mesmo canal e inicia a conversão A/D. Deste modo é gerado um trem de pulsos cujo período é definido pelo tempo de conversão. A observação deste trem de pulsos com o osciloscópio permitiu a medição do tempo de conversão. O valor obtido foi de 64 microsegundos para um sinal de relógio de 1MHz.



Fotografia 5.1 Formas de Onda Experimentais - Resistor
Carga resistiva 1 KOhm

Traço Superior: Corrente de Carga 50mA/cm

Traço Inferior: Tensão de Carga 50V/cm



Fotografia 5.1 Formas de Onda Experimentais - Motor
Motor de Polos Sombreados

Traço Superior: Corrente de Carga 50mA/cm

Traço Inferior: Tensão de Carga 50V/cm

Um outro subsistema testado em laboratório foi a fonte chaveada e seu circuito de comando. A frequência de chaveamento utilizada foi de 10KHz. O modulador de largura de pulso utilizado tem uma constante de proporcionalidade de 0,1V/microsegundo apresentou boa linearidade.

O oscilador senoidal trifásico apresentou um desempenho satisfatório nos testes de laboratório. A frequência máxima obtida com a montagem realizada foi de 40Hz. O erro de fase entre os três sinais trifásicos não foi significativo. A linearidade de conversão tensão-frequência e a distorção harmônica dos sinais trifásicos foi qualitativamente excelente. - Muito embora o circuito funcione de forma razoável com os amplificadores operacionais LM324 (Fig. 4.7) é aconselhável utilizar amplificadores operacionais com "slew rate" da ordem de 10V/microsegundo (TL084).

5.3 CONCLUSOES

Um sistema de acionamento de máquinas de corrente alternada de relativa simplicidade de implementação foi apresentado. Conforme pode ser visto dos resultados experimentais e dos resultados da simulação o desempenho do sistema mostrou-se satisfatório. O inversor proposto alimenta o motor com uma corrente senoidal de baixa distorção harmônica. Conforme mencionado no capítulo 2, para operar com uma carga indutiva de fator de potência arbitrário é necessário utilizar uma fonte chaveada com

possibilidade de operação bipolar em tensão. Todavia este aspecto não acrescenta grande complexidade no presente sistema de acionamento. Uma pequena distorção próxima do cruzamento do zero foi observada. Esta distorção, já prevista na análise teórica (Capítulo 2) pode ser virtualmente eliminada pela escolha de tiristores com pequenas correntes de manutenção e de sustentação. Deste modo são virtualmente eliminados os problemas relativos ao aquecimento excessivo do motor e aos conjugados harmônicos. É importante notar que os transistores da fonte de corrente e os tiristores utilizados podem ser componentes de uso geral uma vez que não existem transições abruptas na corrente. Somente o interruptor da fonte chaveada precisa ser implementado com um dispositivo de características especiais de chaveamento. A limitação do sistema proposto no que concerne à eficiência é virtualmente eliminada pela utilização da malha de regulação dinâmica. Os resultados da simulação mostram que a eficiência não é substancialmente diferente da eficiência dos sistemas que utilizam dispositivos no modo chaveado. Ainda que na fonte chaveada ocorram comutações, estes transitórios não aparecem nos enrolamentos da máquina face à alta impedância dos transistores da fonte de corrente. Note-se que na implementação do sistema de acionamento trifásico a modularidade do sistema facilita a implementação. Três fontes chaveadas, três fontes de corrente, três malhas de regulação e um oscilador trifásico são os blocos básicos do sistema trifásico. O sistema trifásico assim construído

possui um maior número de subsistemas em relação aos sistemas clássicos. Entretanto, excetuando o oscilador trifásico, os demais blocos são réplicas idênticas e portanto não existe um aumento da complexidade ao passar do sistema monofásico para o trifásico. O presente sistema não apresenta limitações na operação com correntes de frequência muito baixa, ao contrário o desempenho do sistema deve melhorar pois é ampliada a separação entre a frequência da fonte chaveada e a frequência da corrente do inversor.

Além dos aspectos acima citados vale salientar que a operação dos transistores do inversor na região linear simplifica o projeto do sistema de controle.

APENDICE A

PARAMETROS DO MOTOR DE INDUÇÃO

PARÂMETROS DO MOTOR DE INDUÇÃO

A determinação dos parâmetros elétricos da máquina de indução utilizada na implementação do sistema foi feita segundo os métodos clássicos: ensaios de curto circuito e de circuito aberto [Boffi, 1977; Meisel, 1975; Veinott, 1959]. Realizados estes dois ensaios foram obtidos os seguintes valores para os parâmetros elétricos.

$$R_s = 33,1 \text{ Ohms}$$

$$L_s = 1,28 \text{ Henries}$$

$$R_r = 25,8 \text{ Ohms}$$

$$L_r = 1,30 \text{ Henries}$$

$$M_{sr} = 1,25 \text{ Henries}$$

Em vistas das dimensões reduzidas da máquina utilizada foi feito um ensaio mecânico para a determinação da momento de inércia [Resnick, 1976]. Com este ensaio mecânico foi obtida uma estimativa do valor de J_m que apresentou um erro percentual da ordem de 10% sobre o valor nominal fornecido pelo fabricante. Na Fig. A.1 encontra-se um diagrama da montagem experimental do ensaio mecânico.

Este ensaio mecânico consiste na medição da aceleração linear da massa m . A aceleração linear é diretamente proporcional à aceleração angular. Assim com a equação A.1 chega-se ao valor de J_m .

$$J_m = R^2 m (g/a - 1) \quad (\text{A.1})$$

Onde:

a: Aceleração linear da massa m .

g : Aceleração da Gravidade

Os dados de placa da máquina de indução, de fabricação WEG, utilizada no arranjo experimental são:

Modelo 630781
0,25 CV
Delta 220V/1,1A
Estrela 380V/0,63A
F.S. 1,35
3435 rpm
Classe de Isolação B
Codigo G
Ferro tipo IP44

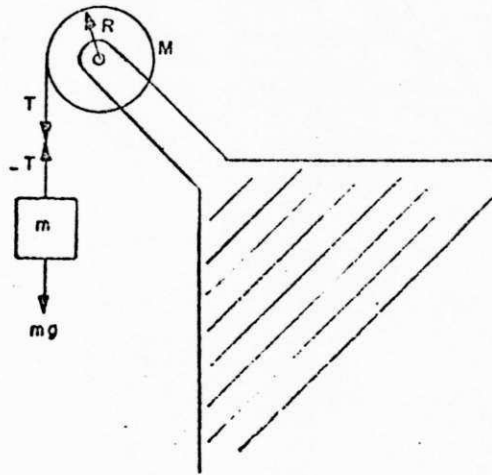


Fig. A.1 Montagem para determinação do momento de inércia

APENDICE B

PROJETO DO INDUTOR DA FONTE CHAVEADA

PROJETO DO INDUTOR DA FONTE CHAVEADA

Uma vez definido o valor da indutância necessária para o filtro $L_0 C_0$ procede-se ao projeto do indutor. O método de projeto utilizado é baseado na conceituação dual entre as grandezas do circuito magnético e de um circuito elétrico equivalente [Slemcn, 1975].

Foi utilizado um núcleo pré-fabricado, de fabricação da THORNTON, E55/21, que emprega como material magnético a liga IP6. As dimensões do núcleo E55 encontram-se na Fig. B.1

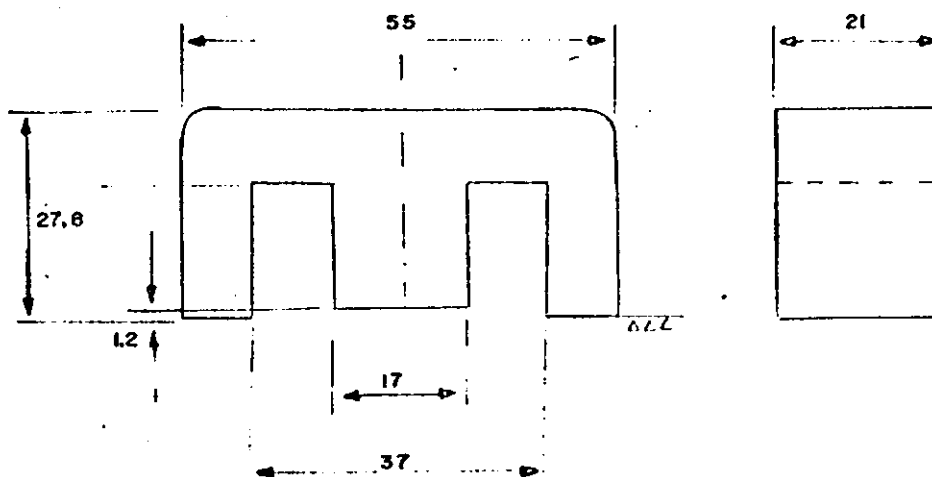


Fig. B.1 Dimensões do núcleo do indutor

A corrente máxima sem saturação foi tomada como sendo 8 Amperes e o valor da indutância fixado em 1mH.

Conforme os dados do fabricante a operação na região não saturada tem seu limite superior para $B_{max} = 200mT$.

Consideradas as dimensões do núcleo disponível o valor máximo do fluxo na perna central será $\Phi_{max} = 74,30 \times 10^{-6} Wb$

Deste modo usando o modelamento dual chega-se ao circuito da Fig. B.2.

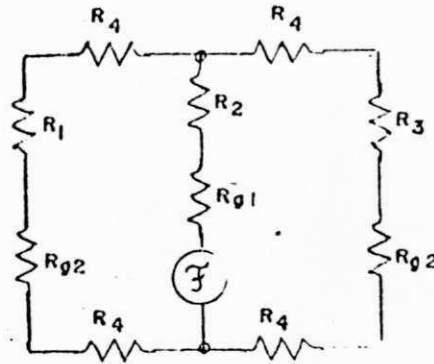


Fig. B.2 Circuito elétrico equivalente

Deste circuito equivalente podem ser obtidas as seguintes relações:

$$R_1 = R_3 = 2l_1/uA_1$$

$$R_2 = 2l_1/uA_2$$

$$R_4 = l_2/uA_4$$

$$R_{g1} = l_{g1}/u_o A_2$$

$$R_{g2} = l_{g1}/u_o A_1$$

$$R_{g2} = 2l_{g1}/u_o A_1$$

$$R_T^g = R_1/2 + R_2 + R_4 + R_{g1} + R_{g2}$$

Onde:

$$l_1 = 23,15\text{mm}$$

$$l_2 = 46,25\text{mm}$$

$$A_1 = A_3 = 189\text{mm}^2$$

$$A_2 = 371,52\text{mm}^2$$

$$A_4 = 200,88\text{mm}^2$$

$$N = R_T^g Y_{\max} / u I_{DC}$$

$$L = N^2 / R_T^g$$

Destas relações, com a corrente especificada

obtem-se:

$$l_{g1} = 1,82\text{mm}$$

$$N = 107 \text{ espiras}$$

APENDICE C

DIAGRAMAS ELETRICOS

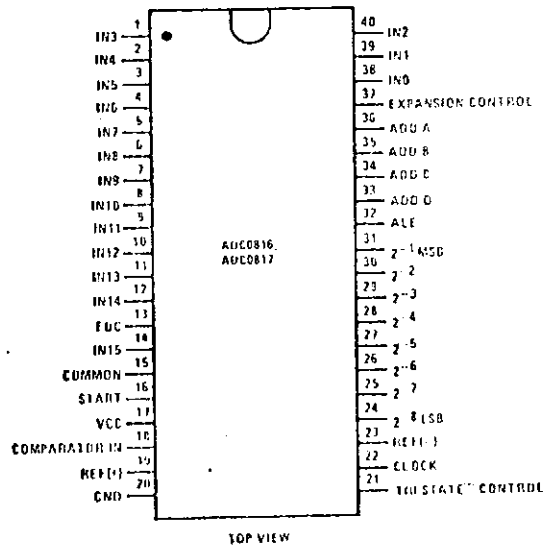
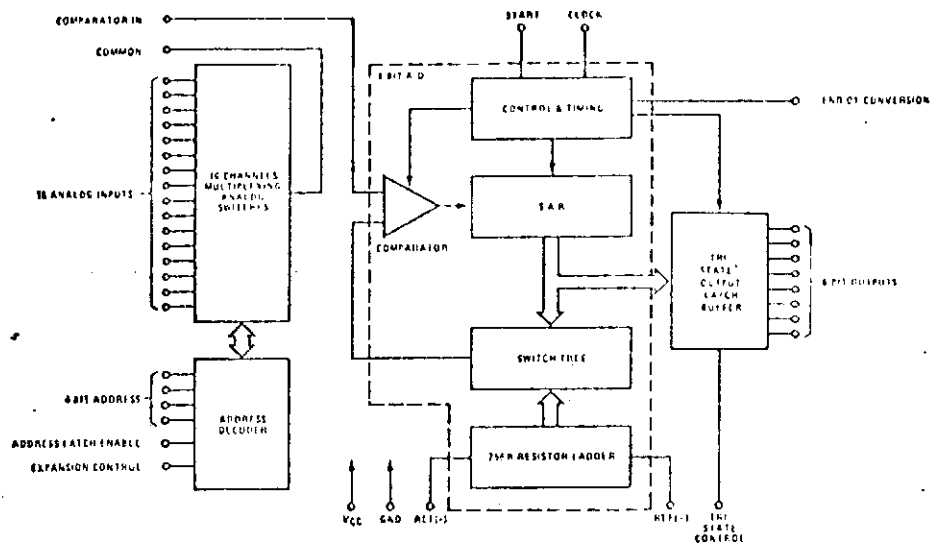


Fig. C.1 Diagrama eletrônico do ADC0817

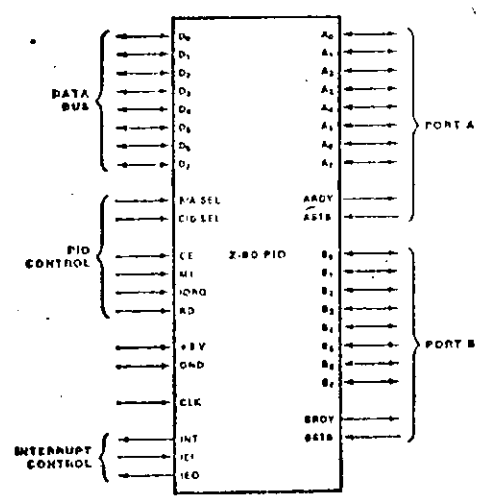
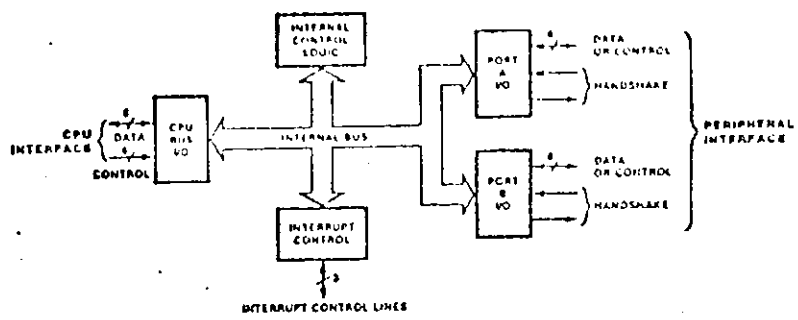


Fig. C.2. Diagrama elettrico da Z80-PIO

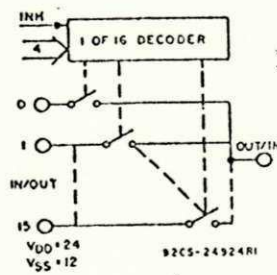
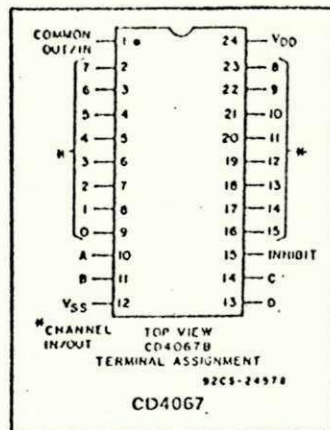


Fig. C.3 Diagrama elétrico do CD4067

SUPERSWITCH

HIGH CURRENT, HIGH SPEED TRANSISTOR SUITED FOR LOW VOLTAGE AND HIGH EFFICIENCY APPLICATIONS:

DC/AC CONVERTERS
DC/DC CONVERTERS
MOTORS CONTROL
HIGH FREQUENCY INVERTERS

* Very high current capabilities
* Fast turn on and turn off
* S.O.A. specified for: linear mode, switching mode, accidental surge

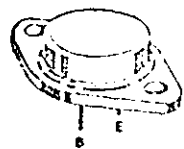
TRANSISTOR TRÈS RAPIDE, À FORT COUPANT ADAPTE AUX APPLICATIONS BASSE TENSION ET À HAUT RENDEMENT:

CONVERTISSEURS CONTINU-ALTERNATIF
CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU
COMMANDE DE MOTEURS
GENERATEURS HAUTE FREQUENCE

* Possibilités très élevées en courant
* Mise en conduction et blocage rapides
* Aile de sécurité définie: en régime linéaire, en régime de commutation en régime de surcharge accidentelle

V _{CE0sus}	250 V
V _{CEX}	300 V
I _{Crat}	20 A
I _{CSM}	120 A
tf (20 A)	< 0,5 ns

Case: CB 159
Boitier:



ABSOLUTE RATINGS (LIMITING VALUES)			
VALEURS LIMITEES ABSOLUES D'UTILISATION			
Collector-base voltage <i>Tension collecteur-base</i>	V _{CB0}	300	V
Collector-emitter voltage <i>Tension collecteur-emetteur</i>	V _{CEO}	250	V
Collector-emitter voltage <i>Tension collecteur-emetteur</i>	V _{CER}	200	V
Collector-emitter voltage <i>Tension collecteur-emetteur</i>	V _{CEX}	300	V
Emitter-base voltage <i>Tension émetteur-base</i>	V _{EB0}	7	V
Collector current <i>Courant collecteur</i>	I _C	40	A
Collector current <i>Courant collecteur</i>	I _{CM}	50	A
Base current <i>Courant base</i>	I _B	8	A
Power dissipation <i>Dissipation de puissance</i>	P _{tot}	250	W
Junction temperature <i>Température de jonction</i>	T _j	-65 + 200	°C
Junction-case thermal resistance <i>Résistance thermique jonction-boitier</i>	R _{th(j-c)}	0,7	°C/W

50, rue Jean-Pierre Timbaud - B.P. 5
F-92403 Courcouronnes Cedex - FRANCE
Tél: (1) 700 50 01 - Télex: 610560

THOMSON-CSF
GENERAL ELECTRIC

Fig. C.4 Características elétricas do BUV22

C.5

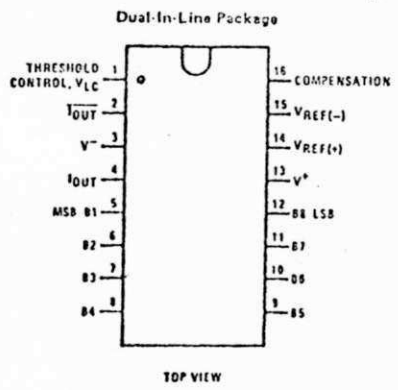
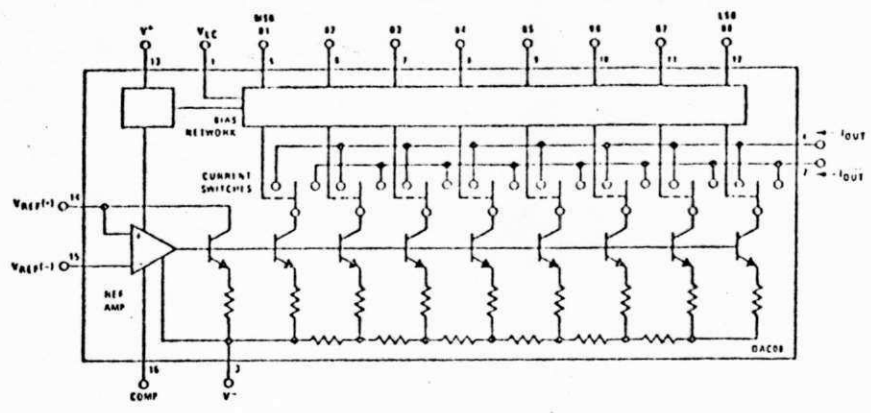


Fig. C.5 Diagrama elétrico do DAC08

APENDICE D

ESPECIFICAÇÕES DO SISTEMA CAMAÇARI

ESPECIFICAÇÕES DO SISTEMA CAMAÇARI

O microcomputador para o qual foi desenvolvido o subsistema de conversão A/D do sistema de acionamento proposto é fabricado pela CALCON INFORMATICA S.A. Este sistema está configurado para um barramento padronizado segundo o padrão ECB (Euro Card Bus) e está montado num rack de 19 polegadas, que dispõe de vários conectores disponíveis, para adicionar cartões de interface. Os cartões básicos que constituem o sistema disponível para desenvolvimento no Laboratório de Instrumentação Eletrônica são descritos abaixo:

1. Placa de UCP (Unidade Central de Processamento)

Placa de UCP Z80-CPU/A montada no cartão tipo "Eurocard" simples, com conector traseiro do tipo Euroconector (2 fileiras de 32 Pinos), configurada para o barramento "ECB Bus" com temporizador programável (Z80-CTC/A), duas portas paralelas de oito bits (Z80-PIO/A), duas portas seriais RS-232C (Z80-SIO/O/A ou Z80-DART/A); uma para o terminal de vídeo e outra para a impressora. Sistema Operacional CP/M 2.2.

2. Placa de Memória Volátil (RAM)

Placa de memória montada no cartão tipo "Eurocard" simples, com conector traseiro do tipo Euroconector (2 fileiras de 32 Pinos), configurada para o barramento "ECB Bus", com 65.536 locações de 8 bits (64K/8bits) e tempo de acesso de 150 nanossegundos.

3. Placa de Interface para Unidade de Disco Flexível

Placa de interface para Unidade de Disco Flexível montada no cartão tipo "Eurocard" simples, com conector traseiro do tipo Euroconector (2 Fileiras de 32 Pinos), configurada para o barramento "ECB Bus", com controlador para acesso direto à memória (DMA) para a transferência de dados entre o disco e a memória e vice versa, compatível com a placa de UCP Z80-CPU/A e com possibilidade para controlador duas ou quatro unidades de disco flexível de 5.25 polegadas ou de 8 polegadas, de face dupla e densidade dupla.

4. Placa de Fonte de Alimentação

Placa de fonte de alimentação montada no cartão tipo "Eurocard" simples, com conector tipo Euroconector (2 Fileiras de 32 pinos), configurada para o barramento "ECB Bus" com capacidade para fornecer: +5Volts com 10Amperes, +12Volts com 1Ampere e -12Volts com 1Ampere.

5. Backplane

Backplane montado para conector do tipo Euroconector (2 Fileiras de 32 pinos), configurado para o barramento "ECB Bus".

CONFIGURACAO DO BARRAMENTO ECB/CALCON

O sistema de interconexão entre os cartões é feito por meio do "backplane". O backplane está configurado com duas fileiras de 32 pinos conectadas segundo o padrão ECB conforme ilustra o diagrama da Fig. D.1 abaixo.

	a	b	c	
+5V	○	01	○	+5V
D5	○	02	○	D0
D6	○	03	○	D7
D3	○	04	○	D2
D4	○	05	○	A0
A2	○	06	○	A3
A4	○	07	○	A1
A5	○	08	○	A8
A6	○	09	○	A7
<u>WAIT</u>	○	10	○	A16
<u>BUSRQ</u>	○	11	○	IEI
BAI	○	12	○	A17
+12V	○	13	○	A18
A19	○	14	○	DI
-5V	○	15	○	-15V
20	○	16	○	IEO
BA0	○	17	○	A11
A14	○	18	○	A10
-	○	19	○	-
<u>MI</u>	○	20	○	<u>NMI</u>
-	○	21	○	<u>INT</u>
<u>DMARDY</u>	○	22	○	<u>WR</u>
-	○	23	○	-
-	○	24	○	<u>RD</u>
-	○	25	○	<u>HALT</u>
<u>deselect</u>	○	26	○	<u>PWCLR</u>
<u>IORQ</u>	○	27	○	A12
<u>RFRSH</u>	○	28	○	A15
A13	○	29	○	0
A9	○	30	○	<u>MRQ</u>
<u>BUSAK</u>	○	31	○	<u>RESET</u>
GND	○	32	○	GND

Fig. D.1 Configuração do Barramento ECB

APENDICE E

PROGRAMA DE SIMULAÇÃO DIGITAL

```

1 debug
2 title: 'Simulacao do Sistema Conversor-Maquina'
3 storage:2
4 c
5 program sistema
6 implicit real (a-h,o-z)
7 dimension hm(/),tm(/),y(10),?
8 dimension ivar(10)
9 logical activ(/),de,dtf
10 c
11 real ird,irq,irdf,irgf
12 real is,lr,mst,jm
13 real im,il,isd,ist
14 real k1,k12,k21,k22
15 real k01,k02
16 real k11,k12,kv1,kv2
17 real lk,kl,lf
18 c
19 common/bloc01/ivar
20 common/bloc02/mst,lr,rt,jm,tm,rl,rlm,tmj
21 common/bloc03/lf,cf,rf,fl,fc
22 data activ/?.false/
23 data kd/9/
24 data npt,omod/101,77
25 open(1,file='con')
26 open(2,file='prn')
27 open(3,file='b:sistmaq.dat',status='old')
28 c
29 leitura dos dados do sistema conversor-maquina
30 c
31 read(3,*) rs,rl,ls,lr,mst
32 read(3,*) jm,tm
33 read(3,*) im,os
34 read(3,*) eb,rb,ebb
35 read(3,*) lf,cf,rf
36 read(3,*) vmax,tc,vr,gr
37 read(3,*) hor
38 read(3,*) tmin,tmax,tmin,tmax
41 c
42 call relojio(9)
43 c
44 c modulo do relojio 00
45 c
46 dhor=hor/10.
47 r23=sqrt(2./3.)
48 r32=sqrt(3./2.)
49 c
50 c modulo da bateria 01
51 c
52 hm(1)=2.*hor
53 tm(1)=tmin
54 vbf=eb
55 c

```

```

56 c modulo da maquina 02
57 c
58     hm(2)=50.*hor
59     tm(2)=tmin
60     irdf=0.
61     irqf=0.
62     vsqf=0.
63     vif=0.
64     rlr=rr/1r
65     rlm=msr/1r
66 c
67 c modulo da carga mecanica 03
68 c
69     hm(3)=1000.*hor
70     tm(3)=tmin
71     wmf=360.
72     fmj=fm/jm
73 c
74 c modulo do plotador 04
75 c
76     do 10 i=1,np1
77     do 10 j=1,nmod
78     y(i,j)=0.
79 10 continue
80     hm(4)=(trmax-trmin)/np1
81     tm(4)=trmin
82 c
83 c modulo do inversor de corrente 05
84 c
85     hm(5)=50.*hor
86     tm(5)=tmin
87     isd=r32*im
88     iif=im
89 c
90 c modulo da fonte chaveada 06
91 c
92     hm(6)=2.*hor
93     tm(6)=tmin
94     ilf=0.
95     vcf=0.
96     fl=1./lf
97     fc=1./cf
98 c
99 c modulo do regulador 07
100 c
101     hm(7)=hor
102     tm(7)=tmin
103     tr=0.
104     dtf=.true.
105     kr=vmax/tc
106 c
107 c inicio do processamento
108 c
109     write(1,*) ' Inicio da Simulacao '
110     t=tmin-hor+dhor

```



```

111 999   t=t+hor
112       if(t.ge.tmax) go to 1000
113       wst=ws*t
114 c
115 c bateria
116 c
117       if(t.ge.tm(1)) then
118         vb=vbf
119         activ(1)=.true.
120         tm(1)=tm(1)+hm(1)
121       endif
122 c
123 c maquina
124 c
125       if(t.ge.tm(2)) then
126         ird=irdf
127         irq=irqf
128         vsq=vsqf
129         vi=vif
130         activ(2)=.true.
131         tm(2)=tm(2)+hm(2)
132       endif
133 c
134 c carga mecanica
135 c
136       if(t.ge.tm(3)) then
137         wm=wmf
138         tem=temf
139         activ(3)=.true.
140         tm(3)=tm(3)+hm(3)
141       endif
142 c
143 c plotador
144 c
145       if(t.ge.tm(4)) then
146         activ(4)=.true.
147         tm(4)=tm(4)+hm(4)
148       endif
149 c
150 c inversor de corrente
151 c
152       if(t.ge.tm(5)) then
153         ii=iif
154         activ(5)=.true.
155         tm(5)=tm(5)+hm(5)
156       endif
157 c
158 c fonte chaveada
159 c
160       if(t.ge.tm(6)) then
161         il=ilf
162         vc=vcf
163         activ(6)=.true.
164         tm(6)=tm(6)+hm(6)
165       endif

```

```

166 c
167 c regulador
168 c
169     if(t.ge.tm(/)) then
170         dt=dtf
171         activ(/)=.true.
172         tm(/)=tm(/)+hm(/)
173     endif
174 c
175 c-----
176 c
177 c calculos
178 c
179 c-----
180 c
181 c bateria
182 c
183     if(activ(1)) then
184         activ(1)=.false.
185         vbf=eb-rb*il
186     endif
187 c
188 c maquina
189 c
190     if(activ(2)) then
191         activ(2)=.false.
192         call pi(pird,pirq,ird,irq,isd,ws,wm)
193         k11=hm(2)*pird
194         k12=hm(2)*pirq
195         ird=ird+k11
196         irq=irq+k12
197         call pi(pird,pirq,ird,irq,isd,ws,wm)
198         k21=hm(2)*pird
199         k22=hm(2)*pirq
200         irdf=ird+(-k11+k21)/2.
201         irqf=irq+(-k12+k22)/2.
202         call pi(pird,pirq,irdf,irqf,isd,ws,wm)
203         vsd=rs*isd+msr*pird-msr*ws*irqf
204         vsqf=ls*ws*isd+msr*ws*irdf+msr*pirq
205         vsa=vsd*cos(wst)-vsqf*sin(wst)
206         vif=r23*vsa
207     endif
208 c
209 c carga mecanica
210 c
211     if(activ(3)) then
212         activ(3)=.false.
213         call pw(pwm,cem,irq,isd,wm)
214         kw1=hm(3)*pwm
215         wm=wm+kw1
216         call pw(pwm,cem,irq,isd,wm)
217         kw2=hm(3)*pwm
218         wmf=wm+(-kw1+kw2)/2.
219         call pw(pwm,cem,irq,isd,wmf)
220         temf=cem

```

```

221         endif
222 c
223 c plotador
224 c
225         if(activ(4)) then
226             activ(4)=.false.
227             k5=k5+1
228             y(k5,1)=t-trmin
229             y(k5,2)=1.e+3*i1
230             y(k5,3)=v1
231             y(k5,4)=wm
232             if(i1.ge.0.) y(k5,5)=vc-v1
233             if(i1.lt.0.) y(k5,5)=vc+v1
234             y(k5,6)=1.e+2*(1.-y(k5,5)/eb)
235             y(k5,7)=1.e+2*tem
236             y(k5,8)=vc
237         endif
238 c
239 c inversor de corriente
240 c
241         if(activ(5)) then
242             activ(5)=.false.
243             i1f=im*cos(w*t)
244         endif
245 c
246 c fonte chaveada
247 c
248         if(activ(6)) then
249             activ(6)=.false.
250             if(dt) then
251                 vch=vb
252             else
253                 vch=-vb
254             endif
255             call pf(pil,pvc,i1,vc,vch,i1)
256             ki1=hm(6)*p1
257             kv1=hm(6)*pvc
258             i1=i1+ki1
259             vc=vc+kv1
260             call pf(pil,pvc,i1,vc,vch,i1)
261             ki2=hm(6)*p1
262             kv2=hm(6)*pvc
263             i1f=i1+(-ki1+ki2)/2.
264             vcf=vc+(-kv1+kv2)/2.
265             if(dt) then
266                 if(i1f.lt.0.) i1f=0.
267             else
268                 if(i1f.gt.0.) i1f=0.
269             endif
270         endif
271 c
272 c regulador
273 c
274         if(activ(7)) then
275             activ(7)=.false.

```

```

276      if(i1.ge.0.) ve=gp*(vr-vc+vi)
277      if(i1.lt.0.) ve=gp*(vr-vc-vi)
278      if(tr.gt.1e) tr=0.
279      vrcf=kr*tr
280      if(ve.ge.vrcf) dtf=.true.
281      if(ve.lt.vrcf) dtf=.false.
282      tr=tr+h*(1-dtf)
283      endif
284 c
285      go to 277
286 c
287 1000 continue
288 c
289      call relógio(f)
290 c
291      write(i,*) ' Impressao dos Resultados'
292 c
293 c chamada do plotador
294 c
295      do 30 i=1,10
296      ivar(i)=i
297 30 continue
298 c
299      call comprime
300      call abvex(0,ipr,mod,1)
301      call exmone
302 c
303      stop
304      end

```

APÊNDICE F

PROGRAMA DE TESTE DO CONVERSOR A/D

```

.Z80
TITLE   CONVERSOR ANALOGICO/DIGITAL
SUBITL  PROGRAMA DE TESTE DO CONVERSOR A/D
INCLUDE SYSTEM.LIB

;
BEGIN:  LD      SP, STACK
        LD      HL, IPROG
        LD      (VICPIA), HL
;
        DI
        LD      A, MODEA      ; BYTE INPUT, CHANNEL A (MODE 1)
        OUT    (CPIOAC), A
        LD      A, LOW VICPIA ; VECTOR FOR CHANNEL A
        OUT    (CPIOAC), A
        IN     A, (CPIOAD)    ; SETS THE READY TO HIGH
;
        LD      A, MODEB      ; BIT INPUT/OUTPUT CHANNEL B (MODE 3)
        OUT    (CPIOBC), A
        LD      A, IOB        ; I/O REGISTER CONTROL
        OUT    (CPIOBC), A
        LD      A, 03H       ; INTERRUPT CONTROL WORD CANAL B
        OUT    (CPIOBC), A
;
        EI
        LD      A, ICWA
        OUT    (CPIOAC), A  ; PREPARE TO INTERRUPT
;
PROGR:  CALL    CONIN        ; GET CHANNEL
        OR     A
        CP     03H
        JP     Z, GOSYS
        CALL   OUTA          ; ECHO CHANNEL NUMBER
        AND   0FH
        LD     (CANAL), A
;
        LD     A, $SP
        CALL  OUTA          ; OUTPUT SPACE
;
        LD     A, (CANAL)
        OR     A
        JR     NZ, NZERO
        OUT   (CPIOBD), A
        SET   4, A
;
NZERO:  OUT   (CPIOBD), A  ; SELECT CHANNEL
        SET   5, A
        OUT   (CPIOBD), A ; BEGIN START PULSE + LATCH PULSE
        AND   0FH
        OUT   (CPIOBD), A ; END START PULSE + LATCH PULSE
;
        JR     PROGR
;
IPROG:  PUSH   AF
        PUSH   BC
        PUSH   DE

```

```

        PUSH    HL
        IN      A, (CPIOED)
        LD      (TMP), A
        AND    80H
        JR      Z, CONT
        LD      A, '-'
        CALL   OUTA
CONT:    IN      A, (CPIOAD)      ; READ RESULT
        LD      (TMP+1), A
        CALL   OUTHX          ; PRINT RESULT
        LD      A, LF
        CALL   OUTA
        LD      A, CR
        CALL   OUTA
        POP    HL
        POP    DE
        POP    BC
        POP    AF
        EI
        RETI

;
; OUTHX:
; OUTHX:  PUSH   AF
;         SRL   A
;         SRL   A
;         SRL   A
;         SRL   A
;         CALL  OUTASC
;         POP   AF
;         CALL  OUTASC
;         RET

;
; OUTASC:
; OUTASC: AND   0FH
;         ADD   A, 90H
;         DAA
;         ADC   A, 40H
;         DAA

OUTA:    PUSH   AF
OUTA1:   IN     A, (DARTAC)
        BIT   TRMEMY, A
        JR   Z, OUTA1
        POP  AF
        OUT  (DARTAD), A
        RET

;
; CONIN:
; CONIN:  IN     A, (DARTAC)
;         BIT   CARAV1, A
;         JR   Z, CONIN
;         IN   A, (DARTAD)
;         AND  7FH
;         RET

;
; DELAY:
; DELAY:  LD     B, 0
; LOOP2:  XOR   A
; LOOP1:  DEC   A
;         PUSH  AF

```

```

POP      AF
JR       NZ, LOOP1
DJNZ    LOOP1
RET

;
GOSYS:   LD      A, 03
         OUT    (CPIOAC), A
         IN     A, (CPIOAD)
         EI
         LD     HL, (1)
         LD     L, 0
         JP    (HL)

;
TMP:     DEFS   2
CANAL:   DEFS   1
         DEFS   90
STACK:   DEFS   3
IOB      EQU    11000000B      ; MASCARA DE ENTRADA
MASKB    EQU    10111111B      ; MASCARA DE ENTRADA E SAIDA DO CANAL
ICWA     EQU    10000111B      ; INTERRUPT CONTROL WORD, CHANNEL A
ICWB     EQU    00000011B      ; INTERRUPT CONTROL WORD, CHANNEL B
MODEA    EQU    01001111B      ; MODE CONTROL WORD, CHANNEL A(MODE 1)
MODEB    EQU    11001111B      ; MODE CONTROL WORD, CHANNEL B(MODE 3)
TRMEMY   EQU    2
CARAVI   EQU    0
         END

```


APENDICE G

ANALISE DO INVERSOR NAO CONVENCIONAL

ANALISE DO INVERSOR NAO CONVENCIONAL

O circuito completo do inversor senoidal monofásico é mostrado na Fig. G.1. Os transistores Q_1 e Q_2 e os amplificadores A_1 e A_2 constituem dois conversores tensão-corrente. A cada semi-ciclo positivo da tensão nas entradas não inversoras dos amplificadores A_1 e A_2 os transistores Q_{1a} e Q_{2a} transferem a corrente para a carga (M). Os transistores Q_1 e Q_2 devem ter um alto h_{FE} para minimizar a corrente de saída dos amplificadores A_1 e A_2 respectivamente. Sem o uso dos transistores Q_{1a} e Q_{2a} , estes transistores precisariam ter, também, uma alta tensão de ruptura coletor-base o que muitas vezes não facilmente conseguido. Deste modo os transistores Q_1 e Q_2 podem ser de baixa tensão e alto h_{FE} enquanto que Q_{1a} e Q_{2a} devem ter alta tensão de ruptura. Para evitar a saturação e uma alta corrente na saída dos amplificadores A_1 e A_2 foram utilizados os transistores Q_3 e Q_4 . Os tiristores SCR_1 e SCR_2 são gatilhados de forma sincrona: SCR_1 é gatilhado no semi-ciclo de condução de Q_1 e SCR_2 é gatilhado no semi-ciclo de condução de Q_2 .

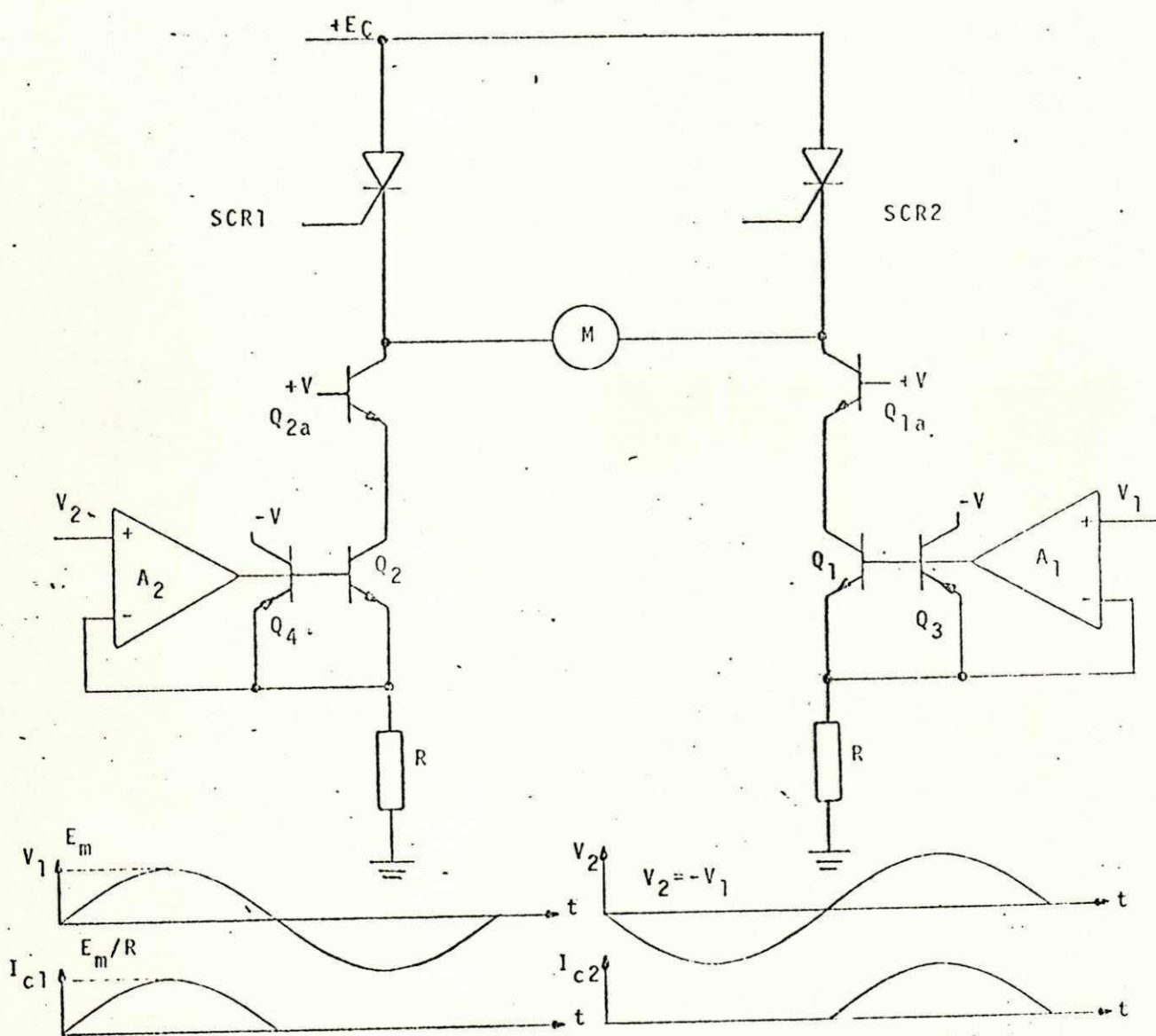


Fig. G.1 Circuito do Inversor não Convencional

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

[1] BARBI, I., "Etude d'Onduleurs Autoadaptatifs destinés à l'Alimentation de Machines Asynchrones", Thèse de Docteur Ingénieur, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, Junho, 1979

[2] BEDFORD, B.D., HOFT, R.G., Principles of Inverter Circuits, New York: John Wiley, 1964

[3] BOFFI, L.V., Conversão Eletromecânica de Energia, São Paulo: Editora Edgard Blucher Ltda, 1977

[4] BOSE, B.K., Adjustable Speed AC Drive Systems, New York: IEEE Press, 1981

[5] .., SUTHERLAND, H.A., "A High Performance Pulsewidth Modulator for an Inverter-Fed Drive System Using a Microcomputer", Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, No. 2, pp. 235-243, March/April 1983

[6] BRANDT, W.L., "VCO Trifásico", DEE-UFPB Relatório Técnico Interno, Campina Grande 1983

[7] CONTE, S.D., Elementos de Análise Numérica, Porto Alegre: Editora Globo, 1975, ch. 6, pp. 244-300

[8] DAVAT, B., "Etude - Mise au point d'une méthode de simulation globale de convertisseurs statiques connectés à des charges électriques complexes", Thèse de Docteur Ingénieur, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, Novembre 1979

[9] DASGUPTA, S., GHOSAL, T.K., DAS, G., "Admissible Set of Multiplication Routines for Microprocessors from Memory-Cycle Trade-off", in Proceedings of International Conference on Microcomputer Application to Industrial Control, 1981, pp. 265-271

[10] D'AZZO, J.J., HOUPIS, C.H., Análise e Projeto de Sistemas de Controle Lineares, Rio de Janeiro: Guanabara Dois, 1978, pp. 21-26

[11] DEEP, G.S., LIMA, A.M.N., "A New Current Source Inverter for Low Power Motor Drives", in Proceedings of the IECON'84, 1984, pp. 171-174

[12] DEWAN, S.B., STRAUGHEN, A., Power Semiconductor Circuits, New York: Wiley-Interscience, 1975

[13] FARINES, J-M., "Etude et mise en oeuvre d'une méthode d'estimation de la vitesse de la machine asynchrone autopilotée alimentée par un commutateur de courant à partir des grandeurs électriques", Thèse de Docteur Ingénieur, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, Novembre 1979

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

[14] FAUCHER, J., "SOSIE: Simulation Organisé de Systèmes Interconnectés Électriques", ENSEEIHU, INPT, Toulouse, 1985

[15] GNAROV, A., RAGHAVEDRA, C.S., ERCEGOVAC, M., "Fast Multiplication Schemes for Microprocessor Applications", in Proceedings of International Conference on Microcomputer Application to Industrial Control, 1981, pp. 259-263

[16] GRAEMME, J.G., TOBEY, G.E., HUELSMAN, L.P., Operational Amplifiers: Theory and Applications, Tokyo: McGraw-Hill, 1971, ch. 6, pp. 225-228

[17] GRAY, P.E., SEARLE, C.L., Princípios de Eletrônica Vol. 2, Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 1974

[18] HILL, J.J., "On Aquisition Error in the Sample and Hold Circuit", Transactions on Industrial Electronics, Control Instrumentation, Vol. IECI-25, No. 2, pp. 181-183, May 1978

[19] HNATEK, E.R., A User's Handbook of D/A and A/D Converters, New York: Jonh Wiley & Sons, 1976

[20] KIM, H.G., SUL, S.K., PARK, M.H. "Optimal Efficiency Drive of a Current Source Inverter Fed Induction Motor with Flux Control", Transactions on Industrial Electronics, Vol. IA-20, No. 6, pp. 1453-1459, Nov/Dec 1984

[21] KRISHNAN, T., RAMASWAMI, B., "A Fast-Response DC Motor Speed Control System", Transactions on Industrial Applications, Vol. IA-10, No.5, pp. 643-651, Sept/Oct 1974

[22] KUBOTA, H., MATSUSE, K., AMANO, M., FUKAO, T., "A New Inverter Fed Induction Motor Drive with Microprocessor-Based State Observer for Estimating Torque", in Proceedings of the IECON'84, 1984, pp. 857-862

[23] LIN, A.K., KOEPSSEL, W.W., "A Microprocessor Speed Control System", Transactions on Industrial Electronics and Control and Instrumentation, Vol. IECI-24, No. 3, pp. 241-247, Aug. 1977

[24] LIMA, A.M.N., DEEP, G.S., "A New Voltage Controlled Three Phase Sine Wave Oscillator", IECON'85, San Francisco 19-21 1985, a ser publicado

[25] LIPO, T. A. "Analisis and Control of Torque Pulsations in Current Fed Induction Motor Drives", in Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1978, pp. 89-96

[26] LIPO, T.A., "Simulation of a Current Source Inverter Drive", Transactions on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Vol. IECI-26, No. 26, pp. 98-103, May 1979

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [27] MEISEL, J., Principios de Conversion Electromecanica, Mexico: Libros McGraw-Hill, 1975
- [28] MIDDLEBROOK, R.D., CUK, S., Advances in Switched-Mode Power Conversion Vols I, II, Pasadena: TESLACO, 1981
- [29] MOTOROLA, INC., Bipolar Power Transistor an Thyristor Data, Phoenix: Literature Distribution Center, 1984
- [30] MUTOH, N., NAGASE, H., SAKAI, K., NIMOMIYA H., "High Response Digital Speed Control System for Induction Motors", in Proceedings of the IECON'84, 1984, pp. 839-844
- [31] MURPHY, J.M.D., Thyristor Control of A.C. Motors, Oxford: Pergamon Press, 1973, Ch. 6, pp. 104-118
- [32] NAGASE, H., MATSUDA, Y., OHMISHI, K., NINOMIYA, H., Koike, T., "High Performance Induction Motor Drive System using a PWM Inverter", Transactions on Industrial Electronics, Vol. IA-20, No. 6, pp. 1482-1489, Nov/Dec 1984
- [33] NOYES, D., "Machine Asynchrone d'Induction Alimentee en Courant par Convertisseurs Statiques a Fréquence Variable", Thèse de Docteur Ingénieur, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, Julho, 1975
- [34] OHISHI, K., OHNISHI K., MIYACHI, K., "Microprocessor-Used Speed Control of DC Motor Without Speed Sensor", in Proceedings of the IECON'84, 1984, pp. 468-473
- [35] PALANIAPPAN, R.G., VITHAYATHIL, J., "A Control Strategy fo Reference Wave Adaptive Current Generation", Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-27, No. 2, pp. 92-96, May 1980
- [36] RESNICK, R., HALLIDAY, D., Fisica I, Rio de Janeiro: Livros Tecnicos e Cientificos Editora S.A., 1976
- [37] SEN, P.C., MOK, W.S., "Induction Motor Drive with Microcomputer Control", in Proceedings of the IAS Annual Meeting, 1980, pp. 653-662
- [38] SLEMON, G.R., Equipamentos Magneteletricos: Transdutores, Transformadores e Maquinas, Rio de Janeiro: Livros Tecnicos e Cientificos Editora S.A., 1975
- [39] TRANNOY, B., GRANDPIERRE, M., "Regimes Transitoires des Machines a Courant Alternatif", ENSEEIH, INPT, Toulouse, 1980
- [40] VEINOTT, C.G., Theory and Design of Small Induction Motors, New York: McGraw-Hill Book Company Inc., 1959
- [41] VENKASTEN, K., LINDSAY, J.F., "Comparative Study of

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

the Losses in Voltage and Current Source Inverter Fed Induction Motors", Transactions on Industrial Electronics, Transactions on Industrial Electronics, Vol. 1A-1B, No. 5, pp. 240-245, May/June 1982

[42] WHITE, D.C., WOODSON, H.H., Electromechanical Energy Conversion, New York: John Wiley, 1959