

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELETRICA

DEPARTAMENTO DE MAQUINAS, COMPONENTES E SISTEMAS INTELIGENTES

Este	trabalho	foi classificado	
de acordo com	Pyramo Pires da Costa Júnior	da base	
o		estudo da Comissão	
Julgado em	25	05	92
			
	P. Pires da Costa Júnior		

TÍTULO: CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE CONTROLE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO
ACIONADA POR CICLOCONVERSOR

por

Pyramo Pires da Costa Júnior *6/12/92*

De J. Pires da

UNICAMP / FEE
Cidade Universitária
Campinas, maio de 1992

Dedico este trabalho:

À minha mãe;

Ao meu pai "in memoriam";

À minha esposa, Neide;

Às minhas filhas, Carla,

Rossane e Anna Flávia;

Aos meus mestres e aos
meus alunos.

AGRADECIMENTOS

A todos que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho meus agradecimentos, e de modo especial agradeço:

Aos meus colegas do D.E.E/UFMG, professores Selênio Rocha Silva, Walmir Matos Caminhas, Benjamim Rodrigues Menezes, Paulo Fernando Seixas, Renato Cardoso Mesquita, José Osvaldo Saldanha Paulino, Porfírio Cabaleiro Cortizo e Braz Jesus Cardoso Filho, pelo apoio, interesse e amizade;

Aos professores do D.E.E/FUNREI, Mario Antonio Duarte e Frederico Rodrigues Borges da Cruz, pela ajuda computacional, pelas valiosas discussões e pelos trabalhos que realizamos em conjunto;

Ao professor José Celso Borges de Andrade pela amizade, estímulo e apoio para a conclusão deste trabalho;

Aos meus orientandos que muito contribuíram na realização deste trabalho;

Ao Engenheiro Raul Augusto Guimarães, pela valiosa ajuda, discussões, amizade e pelos trabalhos que realizamos em conjunto;

Ao professor Luiz Danilo Barbosa Terra, pela amizade, pelas sugestões, pelas palavras de conforto incentivo;

Ao professor Ronaldo Tadeu Pena, pela amizade, pelas sugestões, pelas palavras de conforto, pelo apoio e por acreditar na realização deste trabalho;

Aos professores Hugo Luiz Sepúlveda e Thomaz de Aquino Padua Taveira, pelo interesse demonstrado e pela transferência de seus conhecimentos;

À minha esposa M^a Neide, minhas filhas Carla Christina, Rossane Helena e Anna Flávia pela cessão de seus tempos permitindo me dedicar a este trabalho, inclusive minhas horas de lazer;

As minhas irmãs Anna Edith e Heloisa , pela leitura e sugestões na correção do texto;

À CAPES, pela bolsa de PICD;

Ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da U.F.M.G., pelo apoio financeiro na elaboração do material audio visual;

Ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da UFMG, pelo apoio financeiro na elaboração deste trabalho.

Aos Professores membros da banca examinadora, pelo interesse e sugestões apresentadas;

Enfim ao Prof. Yaro / Burian Jr., ^{junior} pela amizade demonstrada, estímulo, apoio e positiva orientação, meu muitíssimo obrigado.

Pyramo Pires da Costa Júnior

RESUMO

O presente trabalho representou a tentativa de desenvolver um pacote computacional, para simulação de um sistema de acionamento, constituído por um conversor estático de frequência, com base em estudos tais como os de Pelly (1971), Gyugyi-Pelly (1976).

O objetivo foi simular e implementar uma estratégia de controle da velocidade de sistemas de acionamento formados por um motor de indução alimentado por cicloconversor.

Foram simulados e implementados sistemas usando método cossenoidal convencional e modificado.

Um segundo objetivo, foi investigar o funcionamento do motor de indução operando como motor de passo.

Para o alcance destes objetivos foram realizados cinco estudos:

- Desenvolvimento de um pacote computacional;
- Implementação física de um cicloconversor de três pulsos e meia onda sem corrente de circulação;
- A partir do primeiro estudo, realizou-se simulação do sistema em malha fechada, implementando-se a estratégia de controle da velocidade;
- Simulação e proposta de implementação de uma estrutura híbrida de conversor de frequência;
- Revisão de base teórica Langsdorf(1955), Say(1976) Hansen(1922), Kelemen, Crivil & Trifa(1982), Mestha(1986), Lukovinkov, Zakharenko & Grachev(1987), buscando a

sustentação que justificasse o funcionamento do motor de indução como motor de passo. Acoplou-se a esta revisão, simulação deste modo de operação do motor alimentado por um conversor .

Os procedimentos de investigação utilizaram técnicas de simulação seguida de proposta de implementação, constituindo-se o trabalho em uma sucessão de experimentos.

No primeiro estudo os resultados obtidos mostraram que a modificação introduzida no método cossenoidal de disparo dos "SCR's", reduzem consideravelmente o conteúdo harmônico de corrente e de tensão aplicada ao motor de indução. Isto proporciona um melhor desempenho do motor em condições transitórias e de regime.

Diante de tais resultados, partiu-se para implementação prática do modelo simulado. A implementação, objeto do segundo estudo evidenciou a validade da simulação. De fato os oscilogramas de correntes e de tensões apresentaram um menor conteúdo harmônico confirmando portanto, os resultados da simulação.

Os resultados obtidos relativos à simulação do sistema operando em malha fechada, evidenciaram a eficiência da estratégia do controle de fluxo e velocidade proposta.

A possibilidade de se obter um conversor estático de frequência com característica de fator de potência (fator de deslocamento) capacitivo ou mesmo unitário é apresentada como resultado da simulação da estrutura híbrida proposta.

Estudou-se a operação do motor de indução operando como motor de passo. Na simulação apareceu o fenômeno de escorregamento, isto é, a posição do motor varia sob ação da carga, constatou-se a influência dos parâmetros do motor sobre o desempenho neste modo de operação. Quanto maior a constante de tempo elétrica do rotor, menor será o escorregamento de carga.

ÍNDICE DAS FIGURAS

FIGURA		PÁGINA
(2.1)-	MODELO GENÉRICO DO CICLOCONVERSOR	8
(2.2)-	TOPOLOGIA DE UMA FASE DO CICLOCONVERSOR	12
(2.3)-	ESQUEMA MOTOR DE INDUÇÃO E SISTEMA DE CHAVEAMENTO	22
(2.4)-	DIAGRAMA SIMPLIFICADO DA FONTE DE TENSÃO COM CORRENTE DESCONTÍNUA	25
(2.5-a)-	GRÁFICO- TENSÃO MODULANTE E CORRENTE DA FASE "1" DO ESTATOR x TEMPO - MÉTODO COSSENOIDAL SEM NÍVEL D.C. FREQUÊNCIA DE 3.5Hz	30
(2.5-b)-	GRÁFICO- TENSÃO MODULANTE E CORRENTE DA FASE "1" DO ESTATOR x TEMPO - MÉTODO COSSENOIDAL SEM NÍVEL D.C. FREQUÊNCIA DE 9.4.5Hz	31
(2.5-c)-	GRÁFICO- TENSÃO MODULANTE E CORRENTE DA FASE "1" DO ESTATOR x TEMPO - MÉTODO COSSENOIDAL SEM NÍVEL D.C. FREQUÊNCIA DE 20Hz	31
(2.6)-	ESPECTRO HARMÔNICO DA CORRENTE NA FASE DO MOTOR - MÉTODO COSSENOIDAL SEM NÍVEL D.C.	31
(2.7)-	GRÁFICO DAS TENSÕES INSTANTÂNEAS APLICADA A CARGA COM TENSÃO MODULANTE NULA	33
(2.8)-	SUPERPOSIÇÃO DE NÍVEL D.C. NAS TENSÕES DE COMPARAÇÃO	34
(2.9a)-	GRÁFICO DA TENSÃO MODULANTE E CORRENTE NA FASE "1" DO ESTATOR x TEMPO - MÉTODO COSSENOIDAL COM NÍVEL D.C. FREQUÊNCIA DE 3.5Hz	36
(2.9b)-	GRÁFICO DA TENSÃO MODULANTE E CORRENTE NA FASE "1" DO ESTATOR x TEMPO - MÉTODO COSSENOIDAL COM NÍVEL D.C. FREQUÊNCIA DE 9.4Hz	36
(2.9c)-	GRÁFICO DA TENSÃO MODULANTE E CORRENTE NA	

	FASE "1" DO ESTATOR x TEMPO - MÉTODO COS- SENOIDAL COM NÍVEL D.C. FREQUÊNCIA DE 20Hz	37
(2.10)-	ESPECTRO HARMÔNICO DA CORRENTE NA FASE DO MOTOR- MÉTODO COSSENOIDAL COM NÍVEL D.C.	37
(3.1)-	TOPOLOGIA DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO CICLO- CONVERSOR	41
(3.2)-	DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA IMPLEMENTADO	42
(3.3)-	DIAGRAMA DE BLOCOS DA ESTRUTURA DO OSCILA- DOR	43
(3.4)-	FASORES REPRESENTATIVOS DAS TENSÕES DA REDE E DE COMPARAÇÕES	44
(3.5)-	ILUSTRAÇÃO DO MÉTODO COSSENOIDAL NA GERAÇÃO DE COMANDO DE DISPARO PARA OS "SCRs"	46
(3.6)-	OSCILOGRAMA DA TENSÃO MODULANTE E PULSO DE COMANDO DE HABILITAÇÃO DE GRUPO	48
(3.7)-	OSCILOGRAMA DA CORRENTE NA CARGA RESISTIVA E SINAL DE COMANDO DE DISPARO NA SAÍDA DO COMPARADOR	48
(3.8)-	OSCILOGRAMA DA CORRENTE E TENSÃO NA FASE DO MOTOR PARA FREQUÊNCIA DE 9.4Hz	49
(3.9)-	OSCILOGRAMA DA CORRENTE E TENSÃO NA FASE DO MOTOR PARA FREQUÊNCIA DE 20Hz	50
(4.1)-	MALHA DE CONTROLE - ESTRATÉGIA PROPOSTA	53
(4.2)-	FLUXOGRAMA DA ROTINA PARA SIMULAÇÃO DO ESTIMADOR DE FLUXO	56
(4.3)-	VELOCIDADE NO EIXO DO MOTOR E VELOCIDADE DE REFERÊNCIA - PARA CARGA PROPORCIONAL A VELOCIDADE	59
(4.4)-	VELOCIDADE NO EIXO DO MOTOR E VELOCIDADE DE REFERÊNCIA - PARA CARGA POTENCIAL	59
(4.5)-	FLUXO ESTATÓRICO ESTIMADO E DE REFERÊNCIA PARA CARGA PROPORCIONAL A VELOCIDADE	60
(4.6)-	FLUXO ESTATÓRICO ESTIMADO E DE REFERÊNCIA PARA CARGA POTENCIAL	60
(4.7)-	CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO FILTRADO E DE CARGA PARA CARGA PROPORCIONAL A VELOCIDADE	61
(4.8)-	CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO FILTRADO E DE CARGA PARA CARGA POTENCIAL	61

(4.9)-	CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO	62
(4.10)-	CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO FILTRADO E DE CARGA PARA CARGA PROPORCIONAL A VELOCIDADE	63
(4.11)-	CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO FILTRADO E DE CARGA PARA CARGA POTENCIAL	63
(4.12)-	VELOCIDADE NO EIXO DO MOTOR E VELOCIDADE DE REFERÊNCIA PARA CARGA PROPORCIONAL A VELOCIDADE	64
(4.13)-	VELOCIDADE NO EIXO DO MOTOR E VELOCIDADE DE REFERÊNCIA PARA CARGA POTENCIAL	64
(4.14)-	FLUXO ESTATÓRICO ESTIMADO E DE REFERÊNCIA PARA CARGA LINEAR	66
(4.15)-	FLUXO ESTATÓRICO ESTIMADO E DE REFERÊNCIA PARA CARGA POTENCIAL	66
(4.16)-	RESULTADO EXPERIMENTAL DO FLUXO ESTATÓRICO E VELOCIDADE NO EIXO DO MOTOR x TEMPO PARA OPERAÇÃO DO MOTOR EM MALHA FECHADA	67
(5.1)-	DIAGRAMA DE BLOCOS REPRESENTANDO UMA FASE DO CICLOCONVERSOR HÍBRIDO	69
(5.2)-	TOPOLOGIA DE UMA FASE DO CICLOCONVERSOR HÍBRIDO	70
(5.3)-	TOPOLOGIA DAS CHAVES SW1 E SW2	71
(5.4)-	ILUSTRAÇÃO MOSTRANDO A CARACTERÍSTICA DE FATOR DE DESLOCAMENTO CAPACITIVO NO MÓDULO HÍBRIDO	73
(5.5)-	ILUSTRAÇÃO DA METODOLOGIA DE DISPARO NO MÓDULO HÍBRIDO	74
(5.6)-	DIAGRAMA DE BLOCOS ILUTRANDO O SISTEMA DE CONTROLE POR LARGURA DE PULSOS UTILIZADO NO MÓDULO HÍBRIDO	75
(5.7)-	ILUSTRAÇÃO DOS SINAIS DE COMANDO DE DISPARO E CORTE DAS CHAVES ELETRÔNICAS NO MÓDULO HÍBRIDO	75
(5.8)-	RESULTADO DA SIMULAÇÃO DO MÓDULO HÍBRIDO MOSTRANDO A TENSÃO E A CORRENTE NO LADO DA REDE DE ALIMENTAÇÃO, PARA CONDIÇÃO DE OPERAÇÃO DO CICLOCONVERSOR NA FREQUÊNCIA DE 3.5Hz	76
(5.9)-	RESULTADO DA SIMULAÇÃO DO MÓDULO HÍBRIDO MOSTRANDO A TENSÃO E A CORRENTE NO LADO DA REDE	

	DE ALIMENTAÇÃO, PARA CONDIÇÃO DE OPERAÇÃO DO CICLOCONVERSOR NA FREQUÊNCIA DE 20Hz	77
(5.10)-	RESULTADO DA SIMULAÇÃO DO MÓDULO HÍBRIDO MOSTRANDO A CORRENTE NA FASE DO MOTOR E A TENSÃO MODULANTE, PARA CONDIÇÃO DE OPERAÇÃO DO CICLOCONVERSOR NA FREQUÊNCIA DE 3.5Hz	77
(5.11)-	RESULTADO DA SIMULAÇÃO DO MÓDULO HÍBRIDO MOSTRANDO A CORRENTE NA FASE DO MOTOR E A TENSÃO MODULANTE, PARA CONDIÇÃO DE OPERAÇÃO DO CICLOCONVERSOR NA FREQUÊNCIA DE 20Hz	78
(5.12)-	RESULTADO DA SIMULAÇÃO DO MÓDULO HÍBRIDO MOSTRANDO A TENSÃO E A CORRENTE NO LADO DA REDE DE ALIMENTAÇÃO, PARA CONDIÇÃO DE OPERAÇÃO DO CICLOCONVERSOR POR CONTROLE POR LARGURA DE PULSOS NA FREQUÊNCIA DE 3.5Hz	78
(5.13)-	RESULTADO DA SIMULAÇÃO DO MÓDULO HÍBRIDO MOSTRANDO A TENSÃO E A CORRENTE NO LADO DA REDE DE ALIMENTAÇÃO, PARA CONDIÇÃO DE OPERAÇÃO DO CICLOCONVERSOR POR CONTROLE POR LARGURA DE PULSOS NA FREQUÊNCIA DE 20Hz	79
(5.14)-	RESULTADO DA SIMULAÇÃO DO MÓDULO HÍBRIDO MOSTRANDO O CONJUGADO ESTIMADO DO MOTOR DE INDUÇÃO PARA CONDIÇÃO DE ALIMENTAÇÃO POR CICLOCONVERSOR, NA FREQUÊNCIA DE 3.5Hz	80
(5.15)-	RESULTADO DA SIMULAÇÃO DO MÓDULO HÍBRIDO MOSTRANDO O CONJUGADO ESTIMADO DO MOTOR DE INDUÇÃO PARA CONDIÇÃO DE ALIMENTAÇÃO POR CICLOCONVERSOR, NA FREQUÊNCIA DE 20Hz	80
(6.1)-	ILUSTRAÇÃO DO MOTOR PARAFLUXO, MODELO DE HORE, COM O ROTOR NA POSIÇÃO DE MÍNIMO ENLACE DE FLUXO, COM O ENROLAMENTO DO ESTATOR, CORRESPONDENDO A POSIÇÃO INSTÁVEL DE CONJUGADO NULO	83
(6.2)-	ILUSTRAÇÃO DO MOTOR PARAFLUXO, MODELO DE HORE, COM O ROTOR NA POSIÇÃO DE MÁXIMO ENLACE DE FLUXO, COM O ENROLAMENTO DO ESTATOR, COR-	

	RESPONDENDO A POSIÇÃO ESTÁVEL DE CONJUGADO NULO	84
(6.3)-	ILUSTRAÇÃO DA VARIAÇÃO DA CORRENTE DO ESTATOR E DO CONJUGADO ESTÁTICO NO MOTOR PARAFUXO COM A POSIÇÃO DO ROTOR	84
(6.4)-	ILUSTRAÇÃO DA VARIAÇÃO DO FLUXO DO ESTATOR E DO FLUXO ATRAVÉS DO ROTOR NO MOTOR PARAFUXO, COM A POSIÇÃO DO ROTOR	85
(6.5)-	ILUSTRAÇÃO DO MOTOR PARAFUXO MODIFICADO PROPOSTA DE MESTHA	86
(6.6)-	ILUSTRAÇÃO PARA EXPLICAR A OPERAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO COMO MOTOR DE PASSO	88
(6.7)-	ILUSTRAÇÃO DE UM LOOP DE CORRENTE SOB A AÇÃO DE UM CAMPO MAGNÉTICO, TENDO COMO RESULTADO UM CONJUGADO	90
(6.8)-	ILUSTRAÇÃO DO MODELO TRIFÁSICO PROPOSTO PARA EXPLICAR A OPERAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO COM MOTOR DE PASSO	92
(6.9)-	DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO TRIFÁSICO A SER IMPLEMENTADO, PARA OBTER O MODO DE OPERAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO COMO MOTOR DE PASSO	105
(6.10)-	ILUSTRAÇÃO DA METODOLOGIA PARA OBTENÇÃO DOS SINAIS DE DISPARO E DE CORTE DOS "SCRs" E DAS CHAVES ELETRÔNICAS SW1 E SW2 NO MODO DE CONTROLE POR LARGURA DE PULSO NO MODO DE ALIMENTAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO COMO MOTOR DE PASSO	107
(6.11)-	ILUSTRAÇÃO ATRAVÉS DE DIAGRAMA DE BLOCOS, DO MODO DE SE OBTER O CONTROLE POR MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSO	107
(6.12a)-	ILUSTRAÇÃO DO SISTEMA SOB FORMA DE DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA A SER IMPLEMENTADO PARA OBTENÇÃO DA OPERAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO COMO MOTOR DE PASSO	108
(6.12b)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO GERADOR DE REFERÊNCIA	109
(6.12c)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO	

	BLOCO COMPARADOR	110
(6.12d)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO LÓGICA DE DISPARO DOS "SCRs"	111
(6.12e)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO LÓGICA DE CONTROLE DOS TRANSISTORES	112
(6.12f)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO CIRCUITO DE AMOSTRAGEM	113
(6.13a)-	RESULTADO DE SIMULAÇÃO MOSTRANDO O CONJUGADO ESTÁTICO E O DESLOCAMENTO DO ROTOR DURANTE A OPERAÇÃO COMO MOTOR DE PASSO, PARA O MOTOR ALIMENTADO PELO SISTEMA ILUSTRADO NA FIGURA-(6.9), PARA A CONDIÇÃO DE RESISTÊNCIA DO ROTOR = 9.89Ω , FATOR DE MODULAÇÃO = 5.0 E INTERVALO ENTRE PASSO = 0.25s	115
(6.13b)-	RESULTADO DE SIMULAÇÃO MOSTRANDO O CONJUGADO ESTÁTICO E O DESLOCAMENTO DO ROTOR DURANTE A OPERAÇÃO COMO MOTOR DE PASSO, PARA O MOTOR ALIMENTADO PELO SISTEMA ILUSTRADO NA FIGURA-(6.9), PARA A CONDIÇÃO DE RESISTÊNCIA DO ROTOR = 19.78Ω , FATOR DE MODULAÇÃO = 5.0 E INTERVALO ENTRE PASSO = 0.25s	116
(6.13c)-	RESULTADO DE SIMULAÇÃO MOSTRANDO O CONJUGADO ESTÁTICO E O DESLOCAMENTO DO ROTOR DURANTE A OPERAÇÃO COMO MOTOR DE PASSO, PARA O MOTOR ALIMENTADO PELO SISTEMA ILUSTRADO NA FIGURA-(6.9), PARA A CONDIÇÃO DE RESISTÊNCIA DO ROTOR = 4.945Ω , FATOR DE MODULAÇÃO = 5.0 E INTERVALO ENTRE PASSO = 0.25s	116
(6.14a)-	RESULTADO DE SIMULAÇÃO MOSTRANDO O CONJUGADO ESTÁTICO E O DESLOCAMENTO DO ROTOR DURANTE A OPERAÇÃO COMO	

- MOTOR DE PASSO, PARA O MOTOR ALIMENTADO POR CICLOCONVERSOR DE TRÊS PULSOS, EM QUE O ÂNGULO DA TENSÃO MODULANTE É AJUSTADO EM FUNÇÃO DO PASSO ESTABELECIDO, PARA CONDIÇÃO DE RESISTÊNCIA DO ROTOR = 9.89Ω E INTERVALO ENTRE PASSO = $0.25s$ 117
- (6.14b)- RESULTADO DE SIMULAÇÃO MOSTRANDO O CONJUGADO ESTÁTICO E O DESLOCAMENTO DO ROTOR DURANTE A OPERAÇÃO COMO MOTOR DE PASSO, PARA O MOTOR ALIMENTADO POR CICLOCONVERSOR DE TRÊS PULSOS, EM QUE O ÂNGULO DA TENSÃO MODULANTE É AJUSTADO EM FUNÇÃO DO PASSO ESTABELECIDO, PARA CONDIÇÃO DE RESISTÊNCIA DO ROTOR = 19.78Ω E INTERVALO ENTRE PASSO = $0.25s$ 117
- (6.14c)- RESULTADO DE SIMULAÇÃO MOSTRANDO O CONJUGADO ESTÁTICO E O DESLOCAMENTO DO ROTOR DURANTE A OPERAÇÃO COMO MOTOR DE PASSO, PARA O MOTOR ALIMENTADO POR CICLOCONVERSOR DE TRÊS PULSOS, EM QUE O ÂNGULO DA TENSÃO MODULANTE É AJUSTADO EM FUNÇÃO DO PASSO ESTABELECIDO, PARA CONDIÇÃO DE RESISTÊNCIA DO ROTOR = 4.945Ω E INTERVALO ENTRE PASSO = $0.25s$ 118
- (6.15a)- RESULTADO DE SIMULAÇÃO MOSTRANDO O CONJUGADO ESTÁTICO E O DESLOCAMENTO DO ROTOR DURANTE A OPERAÇÃO COMO MOTOR DE PASSO, PARA O MOTOR ALIMENTADO POR CICLOCONVERSOR HÍBRIDO COM CONTROLE POR LARGURA DE PULSO, PARA A CONDIÇÃO DE RESISTÊNCIA DO ROTOR = 9.89Ω E INTERVALO ENTRE PASSO = $0.25s$ 118
- (6.15a)- RESULTADO DE SIMULAÇÃO MOSTRANDO O CONJUGADO ESTÁTICO E O DESLOCAMENTO DO ROTOR DURANTE A OPERAÇÃO COMO

- MOTOR DE PASSO, PARA O MOTOR ALIMENTADO POR CICLOCONVERSOR HÍBRIDO COM CONTROLE POR LARGURA DE PULSO, PARA A CONDIÇÃO DE RESISTÊNCIA DO ROTOR = 19.78 Ω E INTERVALO ENTRE PASSO = 025s 119
- (6.15c)- RESULTADO DE SIMULAÇÃO MOSTRANDO O CONJUGADO ESTÁTICO E O DESLOCAMENTO DO ROTOR DURANTE A OPERAÇÃO COMO MOTOR DE PASSO, PARA O MOTOR ALIMENTADO POR CICLOCONVERSOR HÍBRIDO COM CONTROLE POR LARGURA DE PULSO, PARA A CONDIÇÃO DE RESISTÊNCIA DO ROTOR = 4.945 Ω E INTERVALO ENTRE PASSO = 025s 119
- (6.16a)- RESULTADO DE SIMULAÇÃO MOSTRANDO O CONJUGADO ESTÁTICO E O DESLOCAMENTO DO ROTOR DURANTE A OPERAÇÃO COMO MOTOR DE PASSO, PARA O MOTOR ALIMENTADO PELO SISTEMA ILUSTRADO NA FIGURA-(6.9), PARA A CONDIÇÃO DE RESISTÊNCIA DO ROTOR = 19.78 Ω , FATOR DE MODULAÇÃO = 5.0 E INTERVALO ENTRE PASSO = 1.5s 120
- (6.16b)- RESULTADO DE SIMULAÇÃO MOSTRANDO O CONJUGADO ESTÁTICO E O DESLOCAMENTO DO ROTOR DURANTE A OPERAÇÃO COMO MOTOR DE PASSO, PARA O MOTOR ALIMENTADO PELO SISTEMA ILUSTRADO NA FIGURA-(6.9), PARA A CONDIÇÃO DE RESISTÊNCIA DO ROTOR = 9.89 Ω , FATOR DE MODULAÇÃO = 5.0 E INTERVALO ENTRE PASSO = 1.5s 120
- (6.16c)- RESULTADO DE SIMULAÇÃO MOSTRANDO O CONJUGADO ESTÁTICO E O DESLOCAMENTO DO ROTOR DURANTE A OPERAÇÃO COMO MOTOR DE PASSO, PARA O MOTOR ALIMENTADO PELO SISTEMA ILUSTRADO NA FIGURA-(6.9), PARA A CONDIÇÃO DE RESISTÊNCIA DO ROTOR = 4.945 Ω , FATOR DE

	MODULAÇÃO = 5.0 E INTERVALO ENTRE PASSO = 1.5s	121
(6.16d)-	RESULTADO DE SIMULAÇÃO MOSTRANDO O CONJUGADO ESTÁTICO E O DESLOCAMENTO DO ROTOR DURANTE A OPERAÇÃO COMO MOTOR DE PASSO, PARA O MOTOR ALIMENTADO PELO SISTEMA ILUSTRADO NA FIGURA-(6.9), PARA A CONDIÇÃO DE RESISTÊNCIA DO ROTOR = 4.945Ω , FATOR DE MODULAÇÃO = 1.0 E INTERVALO ENTRE PASSO = 1.5s	121
(A-3.1.1)-	DIAGRAMA DE BLOCOS REPRESENTANDO A ESTRUTURA DO CICLOCONVERSOR	143
(A-3.1.2)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO CIRCUITO CONTROLE DE GRUPO PARA UMA FASE	153
(A-3.1.3)	ILUSTRAÇÃO DO SISTEMA SOB FORMA DE DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA A SER IMPLEMENTADO PARA OBTENÇÃO DA OPERAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO COMO MOTOR DE PASSO	154
(A-3.1.4)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO COMPARADOR	155
(A-3.1.5)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO PROCESSADOR DE NÍVEL D.C	156
(A-3.1.6)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO PROCESSADOR DE NÍVEL D.C	157
(A-3.1.7)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO SELETOR DE BORDA	158
(A-3.1.8)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO GERADOR DE PULSOS	159
(A-3.1.9)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO FLIP-FLOPS	160
(A-3.1.10)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO SELETOR DE GRUPO	161
(A-3.1.11)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO CIRCUITO DO VCO	162
(A-3.1.12)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO CIRCUITO DO DEMULTIPLEXADOR DO OS-	

	CILADOR DE REFERÊNCIA	163
(A-3.1.12)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO CIRCUITO DO LATCHS DO OSCILADOR DE REFERÊNCIA	164
(A-3.1.13)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO CIRCUITO DO DAC DO OSCILADOR DE REFERÊNCIA	165
(A-3.2.1)-	ILUSTRAÇÃO DA TENSÃO MÉDIA NA SAÍDA DE UM CONVERSOR FASE CONTROLADA	166
(A-4.1.1)-	DIAGRAMA DE BLOCO DO ESTIMADOR DE FLUXO ESTATÓRICO	175
(A-4.1.2)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO CIRCUITO DO ESTIMADOR DE FLUXO	179
(A-4.1.3)-	OSCILOGRAMA DO FLUXO ESTATÓRICO DE EIXO DIRETO E DE EIXO EM QUADRATURA PARA FREQUÊNCIA DE ALIMENTAÇÃO DE 10Hz	180
(A-4.1.4)-	OSCILOGRAMA DO FLUXO ESTATÓRICO DE EIXO DIRETO E DE EIXO EM QUADRATURA PARA FREQUÊNCIA DE ALIMENTAÇÃO DE 20Hz	180
(A-4.3.1)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO DECODIFICADOR DE ENDEREÇO E DOS CONVERSORES D/A	190
(A-4.3.2)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO OSCILADOR E DOS CONVERSORES A/D	191
(A-4.3.3)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO SAMPLE & HOLD E DO CIRCUITO GERADOR DE TENSÃO DE REFERÊNCIA	192
(A-4.4.1)-	FLUXOGRAMA DA ROTINA DO PI DE FLUXO	194
(A-4.4.2)-	FLUXOGRAMA DE ROTINA DO PI DE VELOCIDADE	194
(A-5.1.1)	ILUSTRAÇÃO DO SISTEMA SOB FORMA DE DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA A SER IMPLEMENTADO PARA OBTENÇÃO DO CICLOCONVERTER MÓDULO HÍBRIDO	203
(A-5.1.2)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO COMPARADOR	204

(A-5.1.3)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO SELETOR DE BORDA	205
(A-5.1.4)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO GERADOR DE PULSOS	206
(A-5.1.5)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO FLIP-FLOPS	207
(A-5.1.6)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO SELETOR DE GRUPO	208
(A-5.1.7)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO CIRCUITO DE AMOSTRAGEM	209
(A-5.1.8)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO CIRCUITO REGULADOR DE TENSÃO	210
(A-5.1.9)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO LÓGICA DE CONTROLE DOS TRAN- SISTORES	211
(A-5.1.9)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO SELETOR ANALÓGICO	212
(A-5.1.10)-	ILUSTRAÇÃO DO ESQUEMA ELETRÔNICO DO BLOCO INTEGRADOR E COMPARADOR	213

SUMÁRIO

CAPÍTULO	Página
I - INTRODUÇÃO	1
Histórico e Origem do Estudo	
Organização do Texto	
II - SIMULAÇÃO DO SISTEMA CICLOCONVERSOR-MOTOR DE INDUÇÃO : OPERAÇÃO EM MALHA ABERTA	6
Introdução	
Modelagem do Cicloconversor	
Algoritmo da Lógica de Operação do ciclo- conversor	
Determinação das Fases em Condução	
Operação do Motor com Correntes Descontí- nuas	
Cálculo da Tensão de Flutuação	
Resultados da Simulação para o "Método Cossenoidal"	
Resultados da Simulação para o "Método Cossenoidal Modificado"	
Análise dos Resultados e Conclusão	
III - REALIZAÇÃO PRÁTICA DO CICLOCONVERSOR A "SCR's"	40
Introdução	
Descrição do Sistema de Potência	
Descrição do Sistema Implementado	
Resultados Experimentais	
Conclusão	
IV - OPERAÇÃO EM MALHA FECHADA: MOTOR DE INDUÇÃO ALIMENTADO POR CICLOCONVERSOR- REGULAÇÃO DIGITAL DA VELOCIDADE E FLUXO	51
Introdução	
Modelagem e Simulação do Sistema de Controle	
Resultados de Simulação	
Resultado Experimental	

Conclusão	
V - CICLOCONVERSOR - ESTRUTURA HÍBRIDA	75
Introdução	
Descrição da Estrutura do Cicloconversor	
Funcionamento do Cicloconversor Híbrido	
Controle do Fator de Potência:Fator de deslocamento	
Resultados de Simulação	
Conclusão	
VI - MODO DE OPERAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO COMO MOTOR DE PASSO	82
Estado da Arte	
Modelagem do Motor	
Implementação para Simulação	
Resultados da Simulação	
Conclusão	
VII - CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE TRABALHO	123
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	126
ANEXOS	130
APÊNDICE -(A-2.1) DESENVOLVIMENTO MATEMÁTICO DA EXPRESSÃO PARA CÁLCULO DA TENSÃO DE FLUTUAÇÃO	
APÊNDICE -(A-1.2) CARACTERÍSTICAS DO MOTOR DE INDUÇÃO	
APÊNDICE -(A-3.1) DESENVOLVIMENTO DO "HARDWARE" DO CICLOCONVERSOR DE TRÊS PULSOS	
APÊNDICE -(A-3.2) EXPRESSÃO DA TENSÃO MÉDIA DE SAÍDA DE UM CONVERSOR FASE CONTROLADA	
APÊNDICE -(A-3.3) CÁLCULO DA TENSÃO CONTÍNUA A SER ADICIONADA ÀS TENSÕES DE COMPARAÇÃO	
APÊNDICE -(A-3.4) MAPA DE GRAVAÇÃO DA MEMÓRIA DO CIRCUITO CONTROLE DE GRUPO E SUPRESSOR DE CORRENTE	

APÊNDICE -(A-4.1) ESTIMADOR DE FLUXO ESTATÓRICO
APÊNDICE -(A-4.2) CONTROLE DE FLUXO: LEI DE AJUS-
TE DA TENSÃO
APÊNDICE -(A-4.3) INTERFACES CONVERSoras A/D e D/A
APÊNDICE -(A-4.4) ALGORÍTMO DOS CONTROLADORES PI
APÊNDICE -(A-5.1) DESENVOLVIMENTO DO "HARDWARE"
DO CICLOCONVERSOR HÍBRIDO

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

I.1 - Histórico e Origem do Estudo

Neste trabalho será estudado o acionamento do motor de indução alimentado por um cicloconversor de três pulsos e meia onda. Serão apresentados resultados de simulação e experimentais do sistema de acionamento.

Este trabalho pode ser considerado como uma continuação de pesquisa por nós iniciada em 1978, onde procuramos investigar o comportamento do motor de indução em regime transitório e permanente, alimentado por uma fonte de tensão senoidal, e também com fonte de tensão não senoidal, através de conversor estático de frequência.

Procurou-se ainda analisar o comportamento do motor alimentado a frequência variável, devido à importância de tal modo de operação no controle de sua velocidade.

Posteriormente, demos continuidade aos estudos no trabalho de orientação de Silva (1984), onde estudamos alguns pontos essenciais ao projeto de sistema de controle de velocidade: desde o desenvolvimento e análise dos métodos de identificação de parâmetros e modelamento da máquina de indução até o projeto de dispositivos eletrônicos para a estimação de variáveis necessárias à implementação da malha de controle. Um modelo para estimação da velocidade e conjugado eletromagnético foi proposto e implementado, através de circuitos analógicos, como uma alternativa à captação de variáveis controláveis da máquina.

Os estimadores foram concebidos matematicamente a partir das relações de regime permanente da máquina, acrescentando-se considerações

de operação em frequência variável sob fluxo magnético constante. As variáveis estimadas foram obtidas do processamento matemático das grandezas trifásicas, tensões e correntes nos terminais da máquina. Este modelo foi simulado e construído. Os resultados apresentados justificaram o projeto e utilização destes estimadores em substituição aos transdutores eletromecânicos usuais, de elevado custo e inconveniente acoplamento ao eixo da máquina.

Em 1985 dentro da mesma linha de trabalho, desenvolvemos em conjunto com Borges (1985), um estudo das principais características operacionais do motor de indução alimentado em tensão, com amplitude e frequência variáveis, dentro de uma alternativa de acionamento em velocidade variável. Considerou-se neste estudo, as formas de onda das fontes conversoras de frequência e a sua influência na operação do motor de indução. A frequência variável foi imposta sob deslize constante, como método mais versátil para as principais aplicações do motor de indução com velocidade variável. A amplitude da tensão foi controlada simultaneamente com a frequência, no intuito de manter o fluxo magnético constante na máquina. Desse modo, assegurou-se as características básicas do motor. Uma proposta de controle de fluxo por realimentação de conjugado foi desenvolvida e testada em simulação com alimentação em tensão senoidal e não senoidal. Os resultados obtidos permitiram avaliar o desempenho do sistema em ambas as condições.

A utilização de grandezas estimadas, na simulação mostrou a necessidade da aplicação de filtros para tornar viável seu uso e comprovar a importância desses estimadores na obtenção de variáveis para as malhas de controle.

Em vista da necessidade de utilizar filtros, surgiu a idéia de se implementar um torquímetro digital com sistema de filtro, imune a ruídos, tornando o sistema mais confiável, e com redução do número de componentes utilizados no dispositivo analógico anteriormente implementado. Além deste aspecto há de se ressaltar a possibilidade de se alterar a programação do microcomputador sem a necessidade de se modificar a topologia do circuito. Este dispositivo foi desenvolvido em conjunto com Boczar (1986), nele utilizamos um microprocessador-Z80. O princípio de funcionamento foi o mesmo do torquímetro analógico

mencionado anteriormente. O torquímetro foi implementado em linguagem "assembly" para o microprocessador-Z80. O desempenho do torquímetro foi satisfatório, mostrando-se boa precisão e viabilidade de uso nos sistemas de acionamentos elétricos. Uma vez que as constantes de tempo eletromecânicas na grande maioria destes sistemas é da ordem de "ms" e como o tempo de processamento no caso é da mesma ordem de grandeza, tornou-se possível utilizá-lo, mesmo em processo onde se exige resposta rápida.

Com o intuito de ampliar a proposta, e de aumentar a versatilidade do trabalho desenvolvido com Borges (1985), foi proposto um sistema de controle de velocidade a deslize e fluxo controlados, utilizando-se um microcomputador como central de processamento do controle. Esta proposta foi desenvolvida posteriormente em conjunto com Duarte (1991), para utilização em um sistema de acionamento de motor de indução, onde se utilizou como fonte de tensão um cicloconversor de três pulsos sem corrente de circulação. Estudou-se uma estratégia de controle escalar digital da velocidade de um sistema de acionamento com motor de indução alimentado por cicloconversor.

A malha de realimentação foi composta de uma malha de controle de fluxo e uma malha de velocidade. A malha de fluxo foi híbrida, contendo um calculador analógico de fluxo baseado no estimador desenvolvido por Silva (1984), e um controlador do tipo proporcional-integral (PI) digital implementado via "software".

A malha de velocidade foi digital com captação da informação de velocidade a partir de um tacogerador e por um controlador do tipo proporcional-integral (PI) digital também implementado via "software".

No presente trabalho é apresentada, uma proposta de implementação de um pacote computacional que nos permitirá simular o sistema motor de indução cicloconversor operando em malha aberta e em malha fechada, implementando-se a estratégia de controle proposta em Duarte (1991), como também a implementação física do conversor estático em operação em malha aberta e fechada.

Ainda como parte do estudo aqui realizado, é proposta uma

topologia híbrida de cicloconversor com comutação forçada, com fator de potência (fator de deslocamento) capacitivo, podendo ser testado no processo de controle da tensão gerada em um gerador de indução auto excitado, mencionado em trabalho realizado em conjunto com Mesquita (1986), como compensador estático de reativo, auxiliando na excitação do gerador de indução.

Finalmente é estudado um sistema de acionamento, em que o motor de indução alimentado pelo cicloconversor possa funcionar como motor de passo.

I.2 - Organização do Texto

No capítulo II são apresentados o desenvolvimento teórico e a simulação do conjunto motor de indução-cicloconversor operando em malha aberta. Além do método cossenoidal convencional, foi proposto um "método cossenoidal modificado" com a finalidade de reduzir o conteúdo harmônico nas correntes do motor. Os resultados de simulação serviram de subsídio para a realização prática do capítulo III.

No capítulo III são apresentadas a implementação e a descrição do sistema de controle de um cicloconversor de três pulsos a "SCR's", sem corrente de circulação intergrupo. Os resultados experimentais são apresentados, podendo ser comparados com os resultados da simulação.

No capítulo IV é estudada a operação do sistema de acionamento motor cicloconversor em malha fechada. É apresentada e simulada a proposta da estratégia de controle digital da velocidade e do fluxo. Os resultados de simulação apresentados ilustram o desempenho da estratégia aplicada ao sistema.

No capítulo V são apresentados a descrição, o funcionamento e os resultados de simulação de uma topologia híbrida de cicloconversor utilizada na alimentação de um motor de indução. É também apresentado o método de controle do fator de potência (fator de deslocamento) do conversor híbrido.

No capítulo VI são apresentados, a descrição, a modelagem e os resultados da simulação do motor de indução funcionando como motor de passo.

Finalmente no capítulo VII são apresentadas a conclusão geral e novas idéias como proposta de futuros trabalhos a serem desenvolvidos.

CAPÍTULO II

SIMULAÇÃO DO SISTEMA CICLOCONVERSOR-MOTOR DE INDUÇÃO: OPERAÇÃO EM MALHA ABERTA

2.1 - Introdução

Neste capítulo são apresentados o desenvolvimento teórico e a simulação do conjunto motor de indução-cicloconversor. O motor é representado por um conjunto de equações de estado, nas variáveis "qd0" com o sistema de eixo de referência girando em velocidade arbitrária.

O modelo utilizado para representar o cicloconversor se baseia no "método cossenoidal". Simulou-se um conversor de três pulsos sem "corrente de circulação intergrupo".

Os "SCR's" são considerados chaves ideais unidirecionais operando com controle de fase.

Na simulação a extinção da corrente nos "SCR's" é realizada com auxílio da tensão gerada no motor, também denominada tensão de flutuação (Jacovide, 1973; Barbi, 1985; Chattopadhyay & Rao, 1980).

Com o objetivo de reduzir o conteúdo harmônico na corrente do motor e no conjugado, será apresentado o método "cossenoidal modificado" para o disparo dos "SCR's", possibilitando um melhor desempenho do sistema.

Utilizou-se para resolver o conjunto de equações diferenciais que representa o sistema, o método "Runge Kutta de segunda ordem". No programa desenvolvido para simulação do sistema é prevista a operação do motor com corrente descontínua no estator. Com este objetivo desenvolveu-se um estudo teórico para determinação da tensão de flutuação referente a este modo de operação.

A partir da simulação obtiveram-se informações, sobre o comportamento do sistema, que servirão de subsídios para a implementação do sistema físico.

2.2 - Modelagem do Cicloconversor

2.2.1 - Considerações gerais

O variador estático direto de frequência (cicloconversor) é composto de:

- i- circuito de potência;
- ii- circuito de controle.

O circuito de potência consiste em um arranjo de "n" "SCR's" (thyristores) em anti-paralelo destinado a fazer conexões entre os terminais da fonte e os terminais de saída para carga, durante um intervalo de tempo dependente da carga.

O circuito de controle determina o início do intervalo de condução dos "SCR's" definindo, portanto, a forma de onda da tensão de saída.

Com a hipótese de condução contínua a forma de onda da tensão de saída é composta de segmentos de ondas das tensões de entrada da fonte de alimentação. Os comprimentos destes segmentos são determinados pela duração do intervalo em que os "SCR's" estarão conduzindo corrente (Pelly, 1971).

2.2.2 - Descrição matemática da forma de onda da tensão de saída do cicloconversor

Conforme a Figura-(2.1), (Gyugyi & Pelly, 1976; Doeuff, 1977) o cicloconversor é considerado operando a partir de uma fonte de tensão alternada de n-fases e frequência " f_i ", sendo controlado para gerar "m" fases de saída na frequência desejada " f_o ".

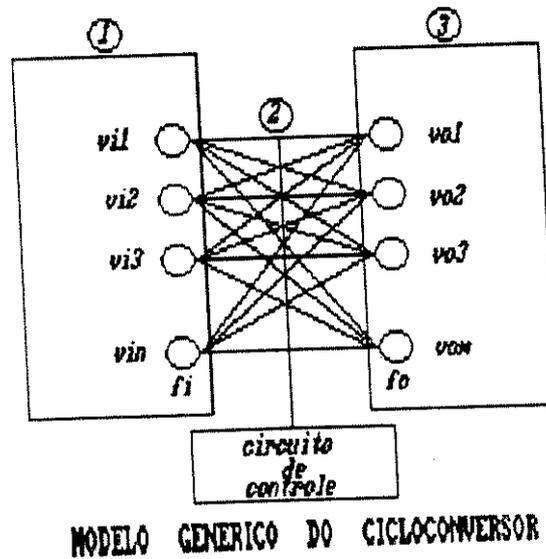


Figura-(2.1)

Onde:

- 1 - Fonte de tensão alternada n-fásica de frequência " f_1 "
- 2 - Ramos representando os "SCR's" ligados em anti-paralelo como chaves bidirecionais ;
- 3 - Tensões nas m-fases de saída do cicloconversor.

Desde que a forma de onda da tensão de saída é composta de segmentos de sucessivas ondas das tensões de entrada, a tensão no terminal "1" da saída pode ser escrita conforme dado na expressão (2.1).

$$\begin{aligned}
 v_{op} = & + v_{i1} \{ u(t_0) - u(t_1) \} + v_{i2} \{ u(t_1) - u(t_2) \} + \dots \\
 & + v_{i(n-1)} \{ u(t_{(n-2)}) - u(t_{(n-1)}) \} + \\
 & + v_{in} \{ u(t_{(n-1)}) - u(t_n) \}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

A equação (2.1) também pode ser escrita na forma compacta dada a seguir.

$$\begin{aligned}
 v_{op} = & v_{i1} \sum_{k=0}^{\infty} \{ u(t_k) - u(t_{k+1}) \} + v_{i2} \sum_{k=0}^{\infty} \{ u(t_{k+1}) \\
 & - u(t_{k+2}) \} + \dots + v_{i(n-1)} \sum_{k=0}^{\infty} \{ u(t_{k+n-2}) - u(t_{k+n-1}) \} \\
 & + v_{in} \sum_{k=0}^{\infty} \{ u(t_{k+n-1}) - u(t_{k+n}) \}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

onde:

v_{ij} - representa a tensão das fases de entrada, $j=1,2,3,\dots,n$;
 $u(t)$ função degrau unitário;

Os coeficientes das tensões de entrada representam pulsos com amplitude unitária. Eles são denominados "função existência" e são representados segundo Gyugyi et alii (1976) por:

$$h_{pj}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \{u(tk) - u(tk+1)\}, \quad (2.3)$$

($j = 1,2,\dots,n-1,n$)

A "função existência" $h_{pj}(t)$ ($p = 1,2,1,m; j=1,2,\dots,n-1,n$) descreve a relação entre a tensão de entrada, v_{ij} , e a de saída, v_{op} , associada ao terminal "p" de saída. Isto significa, portanto, que quando $h_{pj}(t)=1$, a tensão de entrada, v_{ij} , está ligada ao terminal "p" de saída e quando $h_{pj}(t)=0$, v_{ij} , é removida deste terminal. Assim tem-se que cada tensão de saída só pode a cada instante ser igual a uma tensão de entrada, uma vez que associado a cada terminal de saída só pode ter uma "função existência" $h_{pj}(t)=1$ a cada instante.

A partir desta restrição, pode-se escrever que a tensão na fase "1" de saída do cicloconversor é:

$$v_{o1} = h_{p1}(t)v_{i1} + h_{p2}(t)v_{i2} + \dots + h_{p(n-1)}(t)v_{i(n-1)} + h_{pn}(t)v_{in} \quad (2.4)$$

Para as demais fases de saída do cicloconversor as tensões serão dadas por expressões semelhantes a (2.4), porém acrescidas de um defasamento

Considerando-se a expressão (2.4) relativa à tensão em uma fase de um cicloconversor m-fásico, tem-se que as tensões de saída dele podem ser representadas na forma matricial conforme apresentado a seguir:

$$[v_o(t)] = [H(t)] \times [v_i(t)] \quad (2.5)$$

$m \times 1 \quad m \times n \quad n \times 1$

onde:

$$[v_o(t)] = \begin{bmatrix} v_{o1}(t) \\ v_{o2}(t) \\ \vdots \\ v_{o1}(t) \\ v_{om}(t) \end{bmatrix} ; \quad [v_i(t)] = \begin{bmatrix} v_{i1}(t) \\ v_{i2}(t) \\ \vdots \\ v_{iq}(t) \\ v_{in}(t) \end{bmatrix}$$

$$[H(t)] = \begin{bmatrix} h_{11} \dots h_{1q} \dots h_{1n} \\ \vdots \\ h_{m1} \dots h_{mq} \dots h_{mn} \end{bmatrix}$$

Tem-se que v_{op} ($p = 1, 2, 3, \dots, 1, \dots, m$) é um elemento do vetor tensão de saída, e está associado, a cada instante, à tensão de uma determinada fase de entrada.

A matriz $[H(t)]$ é denominada "matriz existência". Cada elemento h_{pj} desta matriz pode assumir o estado "um" ou "zero" em determinado instante de tempo t , durante o período de tempo t_k a t_{k+1} ($k = 0, 1, \dots, n, \dots, \infty$). Este elemento pode ser escrito segundo Gyugyi et alii (1976) como :

$$h_{pj} = f(v_o/v_i, f_i, f_o, t) \quad (2.6)$$

Assim sendo, o comportamento de cada segmento sucessivo da tensão de saída é matematicamente definido pela correspondente "função existência", de maneira a se produzir uma forma de onda fundamental de amplitude e frequência desejada.

Da equação (2.6) tem-se que a forma de onda da tensão de saída é dependente dos fatores anteriormente relacionados, e também do fator de potência da carga, quando da operação em comutação natural.

Os elementos h_{pj} da "matriz existência" $[H(t)]$, podem ser considerados como a soma dos elementos de outras duas matrizes $[H'(t)]$ e

$[H'(t)]$ (Costa Jr. & outros, 1986).

Isto é: $h_{pj} = h'_{pj} + h''_{pj}$,

onde:

i- os elementos h'_{pj} são gerados pelos circuitos de comando de pulsos e habilitação de grupos;

ii- os elementos h''_{pj} , normalmente, estão em estado zero, podendo assumir o estado "um" no instante da transição dos grupos, quando o fator de potência da carga não for unitário.

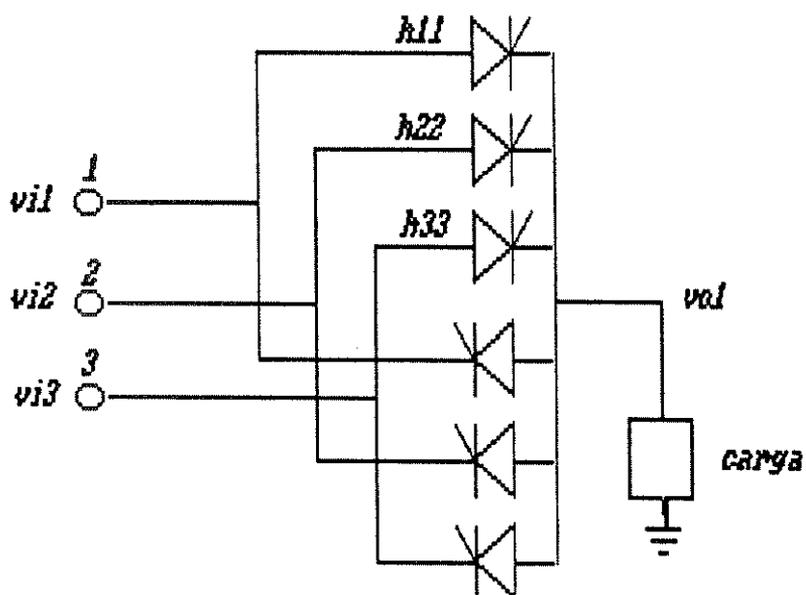
O instante inicial t_{kn} em que a "função existência" assume o valor "um" é quando tensão modulante se iguala à tensão de comparação associada a cada "SCR", e a derivada da tensão de comparação é negativa, estando a tensão modulante com a polaridade positiva ou ainda, quando a derivada da tensão de comparação é positiva estando a tensão modulante com polaridade negativa. Este modo de definir o instante inicial t_{kn} é o que será implementado na parte experimental.

A duração do período em que a "função existência" permanece no valor "um" depende: da amplitude da tensão modulante e da relação existente entre a frequência de entrada e a frequência desejada de saída. Já na transição de grupo, a duração deste período passa a depender não só dos fatores anteriormente mencionados, mas também do fator de potência da carga.

O modo de operação do cicloconversor sem corrente de circulação intergrupo é assegurado desde que na matriz existência não haja mais de um elemento " h_{pj} " com valor unitário em uma mesma linha . Esta condição de operação é garantida pelo circuito supressor de corrente de circulação a ser descrito no capítulo III.

2.3 - Algoritmo da Lógica de Operação do cicloconversor -

A lógica de operação aqui descrita permite calcular as tensões de saída do cicloconversor, bem como representar o seu funcionamento. O programa implementado possibilita simular o cicloconversor de três pulsos segundo duas lógicas de comando: operação sem zona morta e operação com zona morta. Na Figura-(2.2) é mostrada uma fase do cicloconversor em meia ponte (três pulsos) para implementação com "SCR's" (thyristors).



TOPOLOGIA DE UMA FASE DO CICLOCONVERSOR

Figura-(2.2)

2.3.1 - Lógica de operação sem zona morta no comando

Ref: Cálculo das Tensões de saída do cicloconversor

Inicialize Cicloconversor

$i \leftarrow 1$ (fase "a" de saída)

Repita

se $V_{mod}(i) > 0$ e grupo(i) = "-" e $I_{st}(i) \geq -I_{hold}$
 { grupo ainda não mudou }

Então,

grupo(i) \leftarrow "positivo"

retire pulsos dos "SCRs"

Senão, se $V_{mod}(i) < 0$ e grupo(i) = positivo
 e $I_{st}(i) \leq -I_{hold}$

Então

grupo(i) \leftarrow negativo

retire pulsos dos "SCRs"

Fim se

Fim se

se grupo(i) \leftarrow positivo

Então, aplique " lógica positiva"

Senão, aplique " lógica negativa"

Fim se

se [$K_{aux}(i,1) + K_{aux}(i,2) + K_{aux}(i,3)] < 0$

Então,

$K(i,1) \leftarrow K_{aux}(i,1)$

$K(i,2) \leftarrow K_{aux}(i,2)$

$K(i,3) \leftarrow K_{aux}(i,3)$

Fim se

{ montar fase " i " de saída }

$V_0(i) \leftarrow K(i,1) \cdot V_{rede(1)} + K(i,2) \cdot V_{rede(2)} + K(i,3) \cdot V_{rede(3)}$

{ passe para fase seguinte }

$i \leftarrow i + 1$

se $i > 3$

Então, interrompa

Fim se

Fim repita

Fim Refinamento

{Atualize valores anteriores das tensões de comparações
 e tensões modulantes}

Ref: *Atualize as tensões de comparações e as tensões modulantes*

$i \leftarrow 1$

Repita

$V_{\text{mod-ant}}(i) \leftarrow V_{\text{mod}}(i)$

$V_{\text{com-ant}}(i) \leftarrow V_{\text{com}}(i)$

$i \leftarrow i+1$

se $i > 3$

então, interrompa

Fim se

Fim Repita

Fim Refinamento

As variáveis K_{aux} e K relacionam as fases de entrada com as fases de saída do cicloconversor. O primeiro índice indica qual é a fase de saída que está sendo formada e o segundo, qual a fase de entrada associada a ela.

As lógicas positiva e negativa consistem em gerar o comando de pulso para os "SCRs" no momento exato, de acordo com o "método cossenoidal" .

O comando de pulso de habilitação de um "SCR" que liga uma fase "j" da rede à fase "i" de saída do conversor deve ocorrer quando a tensão modulante $V_{\text{mod}}(i)$ se iguala à tensão de comparação associada ao "SCR". Na simulação este instante é detectado, verificando se a tensão de comparação $V_{\text{com}}(j)$ atual é menor ou igual a $V_{\text{mod}}(i)$, e se o valor anterior de $V_{\text{com}}(j)$ foi maior ou igual a $V_{\text{mod}}(i)$. Isto no caso da lógica positiva.

Ref: *Aplique lógica positiva*

se pulsos são liberados fase(i)

Então, se $[V_{\text{mod}}(i) \geq V_{\text{com}}(1)]$ e

$[V_{\text{mod-ant}}(i) \leq V_{\text{com-ant}}(1)]$

*Então, (habilita a fase "1" de entrada
para a saída "i")*

$K_{aux}(i,1) \leftarrow 1$

Senão, se $[V_{\text{mod}}(i) \geq V_{\text{com}}(2)]$ e
 $[V_{\text{mod-ant}}(i) \leq V_{\text{com-ant}}(2)]$
 Então, { habilita a fase "2" de
 entrada para a saída "i" }
 $K_{\text{aux}}(i,2) \leftarrow 1$
 Senão, se $[V_{\text{mod}}(i) \geq V_{\text{com}}(3)]$ e
 $[V_{\text{mod-ant}}(i) \leq V_{\text{com-ant}}(3)]$
 Então, { habilita fase 3
 de entrada para saída i }
 $K_{\text{aux}}(i,3) \leftarrow 1$
 Fim se

Fim se

Fim se

Fim se

Fim Refinamento

Ref: aplique lógica negativa

se pulsos são liberados fase(i)
 Então, se $[V_{\text{mod}}(i) \leq V_{\text{com}}(1)]$ e
 $[V_{\text{mod-ant}}(i) \geq V_{\text{com-ant}}(1)]$
 Então, { habilita fase "1" de entrada para
 saída "i" }
 $K_{\text{aux}}(i,1) \leftarrow 1$
 Senão, se $[V_{\text{mod}}(i) \leq V_{\text{com}}(2)]$ e
 $[V_{\text{mod-ant}} \geq V_{\text{com-ant}}(2)]$
 Então, { habilita a fase "2" de
 entrada para saída "i" }
 $K_{\text{aux}}(i,2) \leftarrow 1$
 Senão, se $[V_{\text{mod}}(i) \leq V_{\text{com}}(3)]$ e
 $[V_{\text{mod-ant}}(i) \geq$
 $V_{\text{com-ant}}(3)]$
 Então, { habilita a
 fase "3" de entrada
 para saída "i" }
 $K_{\text{aux}}(i,3) \leftarrow 1$
 Fim se

Fim se

Fim se

Fim se

Fim Refinamento

Nota-se que é verificada a liberação de pulsos para as fases "i" de saída que estão, sendo determinadas no momento.

Os pulsos de disparo dos "SCRs" são mantidos durante a transição de $V_{mod}(i)$ até o instante em que a corrente I_{st} de estator passar por um valor abaixo de I_{hold} . Elimina-se com isto a zona morta de comando na operação do cicloconversor sem corrente de circulação intergrupo.

2.3.2- Lógica de operação com zona morta no comando

Nesta seção é descrita a estrutura da lógica de operação do cicloconversor com zona morta.

Ao contrário da lógica anterior no espaço de tempo entre a mudança de polaridade de $V_{mod}(i)$ e a passagem da corrente pelo valor zero, os pulsos de disparo dos "SCRs" associados à $V_{mod}(i)$ em transição são bloqueados. Estabelecendo com isto uma zona morta na ação de comando.

Ref: *Calcule Tensões de Saída do Cicloconversor*

Inicialize Cicloconversor

$i \leftarrow 1$

Repita

se $V_{mod}(i) \geq 0$

{ tensão modulante é positiva }

Então, se $M_{grupo}(i) = \text{"não"}$

{ o grupo não mudou }

Então, se $I_{st}(i) \geq -I_{hold}$

$M_{grupo}(i) \leftarrow \text{"sim"}$

$Grupo(i) \leftarrow \text{"positivo"}$

Retirar pulsos dos "SCRs"

Aplique lógica "positiva"

Fim se

{ o grupo já mudou }

Senão, se $o\ Grupo(i) = \text{"negativo"}$

Então, se $I_{st}(i) \geq -I_{hold}$

Então, Grupo(i) ←

```

"positivo"
Retirar pulsos
dos "SCRs"
Aplicar lógica
"positiva"
Senão, Mgrupo(i) ← não
Fim se
Senão, aplique lógica positiva
Fim se
Fim se
{ A tensão modulante é negativa }
Senão, se Mgrupo(i) ="não"
{ o grupo não mudou }
Então, se Ist(i) ≤ Ihold
Então, Mgrupo(i) ← "sim"
Grupo(i) ← "negativo"
Retirar pulsos dos "SCRs"
Aplique lógica negativa
Fim se
Senão, se Grupo(i)="positivo"
Então, se Ist(i) ≤ Ihold
Então, Grupo(i) ← "ne-
gativo"
Retirar pulsos
dos "SCRs"
Aplicar lógica
"negativa"
Senão, Mgrupo(i) ← não
Fim se
Senão, aplique lógica "negativa"
Fim se
Fim se
Fim se
{se houver alguma fase habilitada, dispare fase
correspondente}
se { Kaux(i,1)+ Kaux(i,2)+ Kaux(i,3) <> 0 }
Então, K(i,1) ← Kaux(i,1)
K(i,2) ← Kaux(i,2)

```

```

        K(i,3) ← Kaux(i,3)
    Fim se
        { Montar tensão na fase "i" de saída }
    Vo(i) ← K(i,1).Vrede(1) + K(i,2).Vrede(2) + K(i,3).Vrede(3)
    i ← i+1
    se i > 3
        Então, interrompa
    Fim se
Fim Repita
Fim Refinamento
(Atualize Tensões de Comparações e Tensões Modulantes Anteriores)
Ref: Atualize Tensões de Comparações e Tensões Modulantes
i ← 1
Repita
    Vmod-ant(i) ← Vmod(i)
    Vcom-ant(i) ← Vcom(i)
    i ← i+1
    se i > 3
        Então, interrompa
    Fim se
Fim Repita
Fim Refinamento

```

2.4 - Determinação das Fases em Condução

Conforme mencionado anteriormente os "SCRs" foram modelados como chaves controladas pela variável $K(out, in)$, que corresponde aos elementos hpj da "matriz existência". Pode acontecer que nenhum deles esteja habilitado, ou que uma tensão reversa bloqueie aquele em condução. Isso não significa que a fase de saída do cicloconversor esteja com tensão zero, mas sim, que a fase está flutuando.

As variáveis $K(out, in)$ só podem assumir o valor "zero" ou "um" (desligado/ligado). Assim, a tensão de saída do conversor pode ser dada por:

$$Vo(i) \leftarrow K(i,1).Vin(1) + K(i,2).Vin(2) + K(i,3).Vin(3)$$

Para possibilitar a consideração dessa tensão de flutuação,

introduziu-se as variáveis $CH(1)$, $CH(2)$ e $CH(3)$. A tensão na fase "1" nos terminais do motor é :

$$V_{term(1)} = CH(1).V_{o(1)} + (1-CH(1)).V_{ger(1)}$$

Ao dizer, determine quais fases conduzem, isto significa determinar qual tensão existe efetivamente na fase de saída do cicloconversor. Para tal foi criada uma variável "código" com esta finalidade. O procedimento está refinado a seguir.

Ref: *Determine Quais Fases Conduzem*

$i \leftarrow 1$

Repita

{pesquise correntes irreais e desligue fase }

se $CH(i) = 1$

{ fase "i" está ligada }

Então, se grupo(i) = "positivo"

{ grupo é positivo }

Então, se $(Ist(i) \leq Ihold)$ *ou*

$(K(i,1)+K(i,2)+K(i,3) = 0)$

{ corrente negativa ou todas as chaves desligadas }

Então, CH(i) ← 0 {desligue chave}

Atualize "codigo" para o cálculo de Vger

Fim se

{ grupo é negativo }

Senão, se $(Ist(i) \geq Ihold)$ *ou*

$(K(i,1)+K(i,2)+K(i,3) = 0)$

{corrente positiva ou todas as chaves desligadas}

Então, CH(i) ← 0 {desligue chave}

Atualize "código" para cálculo de Vger

Fim se

Fim se

Fim se

{Verifique se alguma fase pode ser ligada e ligue-a}

se $(CH(i) = 0$ *e* $($ pulsos liberados fase (i))

{ fase aberta e pulsos liberados }

```

Então, se  $V_{mod}(i) > 0$ 
    { grupo positivo ativo }
    Então, se (  $V_o(i) > V_{ger}(i)$  ) e
        (  $K(i,1) + K(i,2) + K(i,3) < 0$  )
    {  $V_{AK} > 0$  e um SCR habilitado }
        Então,  $CH(i) \leftarrow 1$  ( ligue chave )
        Atualize "código" para
        cálculo de  $V_{ger}$ 

        Fim se
    { grupo negativo }
    Senão, se (  $V_o(i) < V_{ger}(i)$  ) e
        (  $K(i,1) + K(i,2) + K(i,3) < 0$  )
    {  $V_{AK} > 0$  e um SCR habilitado }
        Então,  $CH(i) \leftarrow 1$  ( ligue chave )
        Atualize "código" para
        cálculo de  $V_{ger}$ 

        Fim se
    Fim se

Fim se
 $i \leftarrow i + 1$ 
se  $i > 3$ 
    Então, interrompa
Fim se
Fim Repita
Fim Refinamento

```

Considere que para desligar as chaves, deve-se monitorar a corrente. Se o grupo for positivo, qualquer corrente abaixo de I_{hold} extingue o "SCR" em condução. Caso contrário, uma corrente acima de $-I_{hold}$ extingue o "SCR" em condução no grupo negativo.

Para ligar a fase à rede, além de um "SCR" estar habilitado com pulsos no seu "gate" a sua polarização direta deve ser garantida, isto é obtido tomando-se as tensões geradas no motor e a tensão de saída do cicloconversor como variáveis monitoradas, comparando-as de maneira a obter $V_{AK} > 0$.

Cabe, finalmente, mencionar a atualização do "código" para a

rotina que determina a tensão de flutuação gerada na fase do motor. Este é apenas um artifício utilizado para acelerar o processamento durante o cálculo das tensões geradas. Conforme será descrito mais adiante, para se determinar as tensões geradas, torna-se necessário saber quais as fases estão abertas no momento. Tal "código" é mostrado na Tabela-2.1 a seguir :

TABELA -2.1

Fase(s) Aberta(s):	-	c	b	bc	a	ac	ab	abc
código	: 000	001	010	011	100	101	110	111

Onde: fase a = fase 1, fase b = fase 2, fase c = fase 3

Para manter o código atualizado, basta somar (ou subtrair) 100, toda vez que a fase "a" for a primeira desligada(ou ligada), somar(ou subtrair) 10, toda vez que a fase "b" for a segunda desligada(ou ligada) e somar (ou subtrair) 1, toda vez que a fase "c" for a terceira desligada(ou ligada) (Cruz & Costa Jr., 1988).

Isto é :

$$\text{código} = \text{código} + 10^{(3\text{-ordem})} \{ \text{para desligar} \}$$

$$\text{código} = \text{código} - 10^{(3\text{-ordem})} \{ \text{para ligar} \}$$

2.5 - Operação do Motor com Corrente Descontínua

Nesta seção é apresentado um método para simulação digital de sistemas de acionamento elétrico, onde os motores de indução podem estar sujeitos às descontinuidades nas correntes de estator.

Foi desenvolvida uma forma de cálculo das tensões que aparecem nos terminais do motor quando estes se encontram desconectados da fonte de alimentação. Tal situação poderá ocorrer quando o motor de indução é alimentado por cicloconversor ou mesmo, por inversor.

Nos instantes de chaveamento dos "SCRs", o motor poderá ter uma ou mais fases abertas, o que resulta na aplicação de tensões desequilibradas nos terminais do motor levando-o a um estado de funcionamento em desequilíbrio, e com corrente descontínua.

Ainda há de se considerar situações de funcionamento em que a

frequência de entrada não é múltiplo inteiro da frequência de saída do cicloconversor, neste caso o motor opera virtualmente sob condição transitória contínua, (Jacovides,1973).

Nesse intervalo, para a fase que se encontra desligada, a corrente passa a ser o dado de entrada no lugar da tensão.

Há então, a necessidade de se lidar com essa mudança no vetor de entrada.

Vários métodos têm sido propostos para simular o sistema motor de indução com chaveamentos como da Figura-2.3.

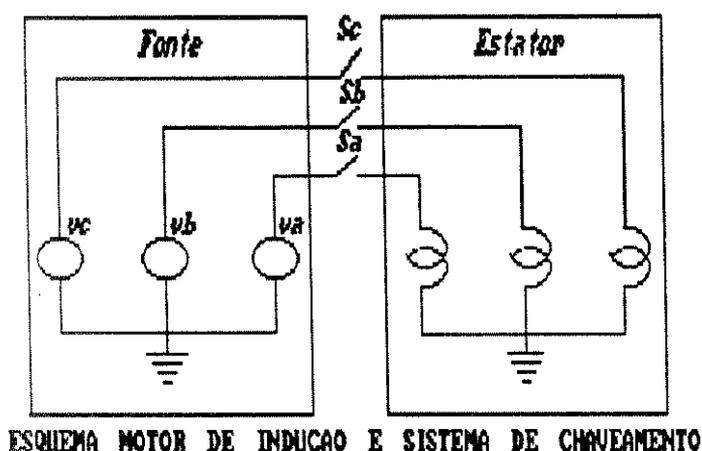


Figura-(2.3)

Dentre eles podemos citar:

Krause e Thomas (1965) propuseram uma solução para determinação da tensão de flutuação que aparece durante o período de abertura das chaves ("SCRs"), calculando-se as derivadas da corrente, método não muito adequado em simulação digital, por problemas de instabilidade numérica.

Outros autores, como (Jordan,1965), fizeram estudos do comportamento dinâmico do motor de indução alimentado por fonte a "SCR" (thyristor), simulando o sistema em computador analógico-híbrido, em variáveis "dqo" com sistema de eixos de referência fixado no estator .

Jacovides(1973) tratou o mesmo problema, utilizando variáveis

naturais, todavia, modificando o conjunto de equações representativas da máquina, levando-se em conta qual fase foi aberta, pois, para cada caso o vetor de entrada se modifica . Tal processo exigiu o uso de rotinas para a solução numérica de sistema lineares.

Nath e Berg(1981) propuseram um método para resolver o problema, incluindo o chaveamento sistemático dos "SCRs". Este método utiliza todavia quantidades elétricas não transformadas, nas quais o ângulo de posição do rotor é usado no lugar da velocidade, o que aumenta bastante as exigências computacionais .

Murthy e Berg(1982) introduziram um método alternativo de análise de desempenho transitório do motor de indução alimentado por conversor a "SCRs", utilizando a teoria de componentes simétrica instantâneas , transformando as equações de desempenho para sistema de referência fixado no estator. O método permite a análise dos modos de operação, sem necessidade de se referir à posição do rotor, uma vez que ela é eliminada como variável explícita, acarretando com isto uma redução substancial nas exigências computacionais.

Chattopadhyay e Rao(1980) apresenta um conjunto de equações generalizadas em variáveis "dq " que levam em conta as possíveis descontinuidades nas correntes de fases do estator. Variáveis lógicas são utilizadas para representar o chaveamento dos "SCRs", e o modelo do motor de indução desenvolvido é então combinado com um modelo de cicloconversor fase controlada .

Cruz e outros (1988) desenvolveram um método adequado à simulação digital do sistema motor de indução-cicloconversor, em que durante o período de tempo no qual os "SCRs" ficam sem conduzir, as tensões terminais do motor , no processo de simulação, são igualadas às "f.c.e.ms" geradas internamente através da mútua indutância. As "f.c.e.ms" são calculadas a cada passo resolvendo-se um sistema " 2 x 2", mediante a rotina que identifica a abertura das fases. Em todos trabalhos mencionados , foi suposto não haver interligação entre o ponto neutro da rede com o motor.

Neste capítulo é apresentada uma proposta de simulação do

sistema tratado por Cruz e outros (1990) com a diferença de se considerar um sistema a quatro fios.

A rotina de simulação do motor recebe como entrada as tensões de alimentação e o estado anterior da máquina (correntes de estator, de rotor e velocidade), e calcula o seu estado atual. Essa rotina resolve o conjunto de equações diferenciais desenvolvidas em variáveis "qdo", com os eixos de referência girando a uma velocidade arbitrária (Krause, 1986), pelo método de "Runge-Kutta" de segunda ordem, em vista da necessidade de se utilizar pequenos intervalos de integração pela natureza do problema.

Na Figura-(2.4) é apresentado o diagrama da fonte de tensão, onde as tensões de alimentações v_a , v_b e v_c podem ser senoidais ou não. Na modelagem do cicloconversor, estas tensões são determinadas conforme descrito "na seção 2.3" .

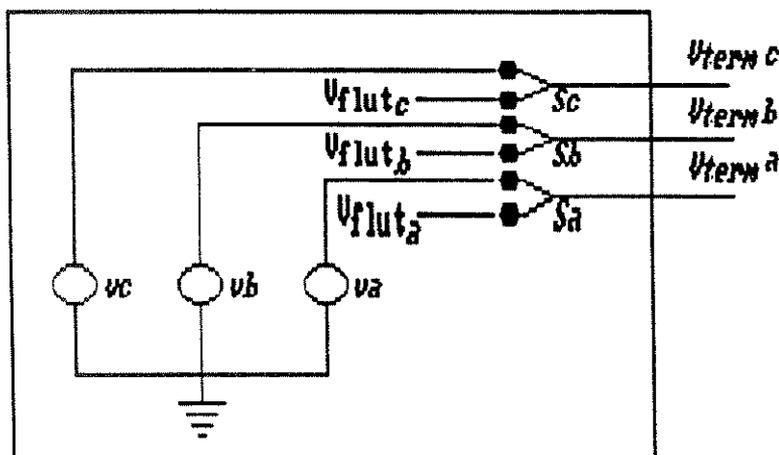
Essa forma de representação da fonte foi proposta por Cruz e outros (1990), para atender à modelagem do sistema. Os estados do motor são determinados a partir do seu estado anterior e entrada atual. Utilizando-se sempre o mesmo conjunto de equações e variáveis de entrada (tensões), ganha-se tempo de processamento. Todavia, as tensões não são conhecidas todo o tempo . Pode-se estar interessado em simular uma fase em flutuação, isto é, desconectada da fonte. Nesse caso, conhece-se a corrente, sabe-se que seu valor é nulo, mas a tensão naquela fase não é conhecida e torna-se uma variável de saída.

A idéia é conseguir calcular a tensão que torne a corrente nula e, então, considerá-la como entrada do sistema. Este procedimento se justifica pela economia no tempo de processamento, como já mencionado anteriormente. Jacovides(1973) tratou este problema mudando o conjunto de equações representativas da máquina, levando em conta a fase que estava aberta, pois, para cada caso o vetor de entrada muda . No entanto, adotando-se o vetor de entrada sempre composto por tensões, isso não é necessário e o tempo de processamento fica reduzido.

A indicação de que a fase está ligada à fonte ou que está flutuando(isto é, sua corrente é nula) é obtida pelas variáveis s_a , s_b e s_c que podem assumir valores "zero" ou "um".

Resumindo, o modelo proposto para a fonte permite:

- i- aplicar à máquina uma tensão originária da rede ;
- ii- aplicar à máquina uma tensão que possibilita simular a desconexão de alguma fase.



Modelo da fonte de tensão com corrente descontínua

Figura-(2.4)

2.6 - Cálculo da Tensão de Flutuação

A tensão de flutuação (Barbi, 1985; Jacovides, 1973) é aquela que deve aparecer nos terminais do motor durante o processo de abertura dos "SCRs" e, segundo Jacovides (1973), garantindo a corrente e a sua derivada nula na respectiva fase do motor. Optou-se por esta condição por se mostrar mais adequada à simulação digital, eliminando-se com isto o uso de intervalo de integração ajustável, conforme sugerido por Chattopadhyay & Rao (1980). Agindo desta maneira, reduz-se o tempo de processamento sem, todavia, comprometer o cálculo das tensões.

O motor é representado por um conjunto de equações em variáveis "qd0" fixado no estator Krause (1986), dado a seguir :

$$\begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & \sqrt{3}/3 & \sqrt{3}/3 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} pias \\ pibs \\ pics \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (2/3)a1 & (-1/3)a1 & (-1/3)a1 \\ 0 & (-\sqrt{3}/3)a1 & (\sqrt{3}/3)a1 \\ (1/3)a2 & (1/3)a2 & (1/3)a2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} vas \\ vbs \\ vcs \end{bmatrix} + \\
 \begin{bmatrix} -a2 & -a4wr & 0 \\ a4wr & -a3 & 0 \\ 0 & 0 & -a5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iqs \\ ids \\ ios \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a6 & -a7wr & 0 \\ a7wr & a6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iqr \\ idr \\ ior \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Onde:

$$\begin{aligned}
 a1 &= Lrr/a0, \quad a2 = 1/Lss, \quad a3 = rsLrr/a0 \\
 a4 &= M^2/a0, \quad a5 = rs/Lls, \quad a6 = rrM/a0 \\
 a7 &= LrrM/a0, \quad a0 = LssLrr - M^2
 \end{aligned}$$

São sete os possíveis modos de operação do motor com descontinuidade que serão abordados.

O desenvolvimento matemático das expressões das tensões de flutuação encontra-se no Apêndice(A.-2.1). A seguir é apresentada a expressão para o cálculo da tensão de flutuação para cada caso.

Modos de operação :

1- Fase " a " do estator aberta

Quando a fase " a " está aberta não é conhecida a tensão neste terminal. A equação (2.7) não pode ser resolvida como está. Sabe-se, todavia que a derivada da corrente da fase "a" é feita nula, isto é; $pias = 0$. Considerando-se a condição de contorno, as variáveis da equação(2.7) são rearranjadas, obtendo-se com isto a equação(2.8), que será utilizada para calcular a tensão de flutuação da fase aberta.

$$\begin{bmatrix} (-2/3)a_1 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & -\sqrt{3}/3 & \sqrt{3}/3 \\ (-1/3)a_2 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} vas \\ pibs \\ pics \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2/3 & (-1/3)a_1 & (-1/3)a_1 \\ 0 & (-\sqrt{3}/3)a_1 & (\sqrt{3}/3)a_1 \\ -1/3 & (1/3)a_2 & (1/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} pias \\ vbs \\ vcs \end{bmatrix} + \\
 \begin{bmatrix} -a_3 & -a_4wr & 0 \\ a_4wr & -a_3 & 0 \\ 0 & 0 & -a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iqs \\ ids \\ ios \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & -a_7wr & 0 \\ a_7wr & a_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iqr \\ idr \\ ior \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Tem-se um sistema de equações que pode ser escrito na forma:

$$[C][X] = [Z]$$

Onde: [Z] corresponde ao segundo membro da equação (2.8)

[C] corresponde à matriz 3x3 do primeiro membro da equação (2.8)

[X] corresponde à matriz 3x1 do primeiro membro da equação (2.8)

O resultado das operações indicadas sobre o segundo membro da equação (2.8) é o vetor [Z], em que os elementos Z₁, Z₂ e Z₃ mudam de valor para cada modo de operação, ver Apêndice (A-2.1). No caso em consideração o vetor [Z] será formado pelos seguintes elementos:

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= - (1/3)a_1.vbs - (1/3)a_1.vcs - a_3.iqs - a_4.wr.ids + a_6.iqr \\
 &\quad - a_7.wr.idr \\
 Z_2 &= - (\sqrt{3}/3) a_1 vbs + (\sqrt{3}/3) a_1 vcs + a_4 wr iqs - a_3 ids \\
 &\quad + a_7wr idr + a_6idr \\
 Z_3 &= (1/3) a_2 vbs + 1/3 a_2 vcs - a_5 ios
 \end{aligned}$$

A expressão para calcular a tensão "vas" é obtida resolvendo o sistema [C] [X] = [Z]. Assim sendo a tensão de flutuação na fase "a" é determinada por :

$$vas = \frac{3 (Z_1 + Z_3)}{2a_1 + a_2} \quad (2.9)$$

Fazendo Z₁ + Z₃ = Z₄ , tem-se :

$$vas = \frac{3 Z_4}{2a_1 + a_2} \quad (2.10)$$

Para os casos onde se tem apenas uma das fases abertas, a expressão da tensão de flutuação é dada por :

$$v_{is} = \left(\frac{3}{2a_1 + a_2} \right) Z_4 \quad (i = a, b, \text{ ou } c) \quad (2.11)$$

2- Fase " b " do estator aberta

Neste modo de operação $Z_4 = -(1/2)Z_1 - (\sqrt{3}/2)Z_2 - Z_3$

3- Fase " c " do estator aberta

Neste modo de operação $Z_4 = -(1/2)Z_1 + (\sqrt{3}/2)Z_2 + Z_3$

Considerando-se duas fases do estator abertas, a expressão geral para a tensão de flutuação nas fases é :

$$v_{is} = \left(\frac{3}{a_1^2 + 2a_1a_2} \right) Z_4 \quad (i = a, b \text{ ou } c) \quad (2.12)$$

4- Fases " a " e " b " do estator abertas

Neste modo de operação para calcular " v_{as} ", substituir Z_4 por :

$$Z_4 = - \left(\frac{a_1 + a_2}{3} \right) Z_1 + \sqrt{3}/6 (a_1 - a_2) Z_2 - a_1 Z_3$$

Para calcular " v_{bs} ", substituir Z_4 por :

$$Z_4 = (a_2/2)Z_1 + \sqrt{3}/6 (2a_1 + a_2) Z_2 - a_1 Z_3$$

5- Fases " a " e " c " do estator abertas-

Para calcular " v_{as} ", substituir Z_4 por :

$$Z_4 = \left(\frac{a_1 + a_2}{3} \right) Z_1 - (\sqrt{3}/2)(a_1 - a_2) Z_2 - a_1 Z_3$$

Para calcular " v_{cs} ", substituir Z_4 por :

$$Z_4 = (a_2/2)Z_1 - (\sqrt{3}/6)(2a_1 + a_2) Z_2 - a_1 Z_3$$

6- Fases "b " e " c " do estator abertas -

Para calcular " vbs ", substituir Z_4 por :

$$Z_4 = (a_1/2)Z_1 + (\sqrt{3}/6)(a_1 + 2a_2)Z_2 - a_1Z_3$$

Para cacular " vcs ", substituir Z_4 por :

$$Z_4 = (a_1/2)Z_1 - (\sqrt{3}/6)(a_1 + 2a_2)Z_2 - a_1Z_3$$

7- Fases "a ". " b " e " c " do estator abertas -

A expressão genérica obtida é :

$$v_{is} = \frac{Z_4}{2a_1 + a_2} \quad (i = a, b \text{ ou } c) \quad (2.13)$$

Para calcular " vas ", substituir Z_4 por :

$$Z_4 = -2a_2Z_1 - 2a_1Z_3$$

Para calcular " vbs ", substituir Z_4 por :

$$Z_4 = a_2Z_1 + \sqrt{3}a_2Z_2 - 2a_1Z_3$$

Para calcular " vcs ", substituir Z_4 por :

$$Z_4 = a_2Z_1 - \sqrt{3}a_2Z_2 - 2a_1Z_3$$

Na determinação das tensões de flutuação o tratamento matemático fica bastante simplificado quando se usam os eixos de referência fixados no estator .

Na simulação da máquina, usou-se sistema de eixos de referência girando a velocidade arbitrária. Já para os cálculos das tensões de flutuação, precisa-se das correntes nas variáveis "qd0" com os eixos de referência fixados no estator. É importante salientar que o modelo para o cálculo das tensões de flutuação é independente daquele utilizado para simular a máquina, e que o intervalo de integração "h" deve ser tal, que ao final de uma iteração, a indicação de fase aberta ou fechada se dê com corrente próxima do valor de extinção do "SCR".

2.7- Resultados da Simulação para o Método Cossenoidal

Nesta seção são apresentados os resultados de simulações do sistema motor de indução-cicloconversor, operação em malha aberta, com zona morta. Os parâmetros do motor utilizado na simulação e na montagem experimental, encontram-se no Apêndice(A-2.2).

Nas Figuras (2.5-a),(2.5-b) e (2.5-c), são apresentados os resultados da simulação para tensão modulante senoidal nas frequências de 20Hz, 10Hz e 3,5Hz. Pode-se notar a presença acentuada de componentes harmônicos no espectro da corrente na fase do motor, com o auxílio da Tabela-2.2 e da Figura-(2.6) onde se tem o resultado da Transformada Rápida de Fourier para a corrente do motor, na frequência de 10Hz .

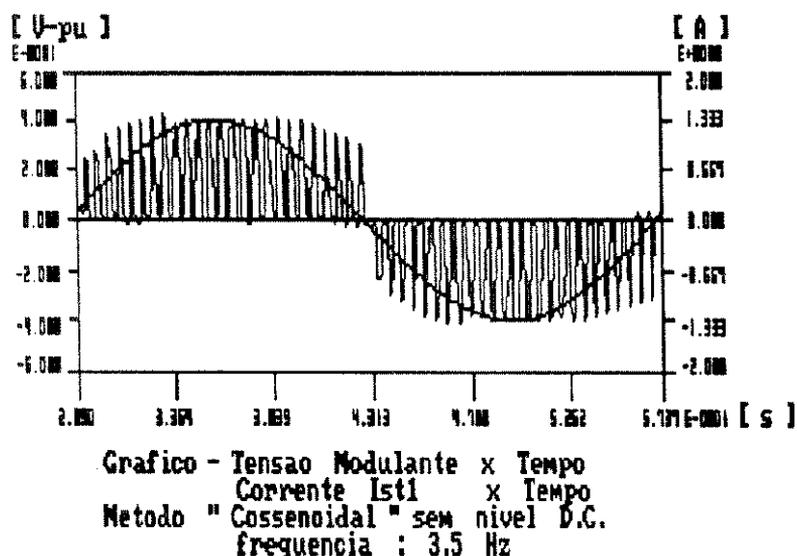


Figura-(2.5-a)

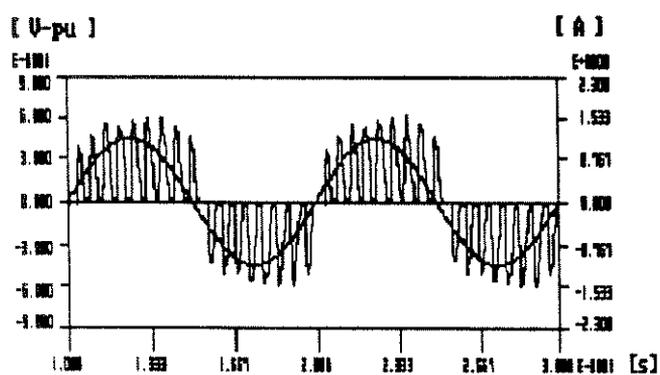


Grafico - Tensao modulante x Tempo
 Corrente |stl| x Tempo
 Metodo "Cossenoidal" sem nivel D.C.
 frequencia : 9.4 Hz

Figura-(2.5-b)

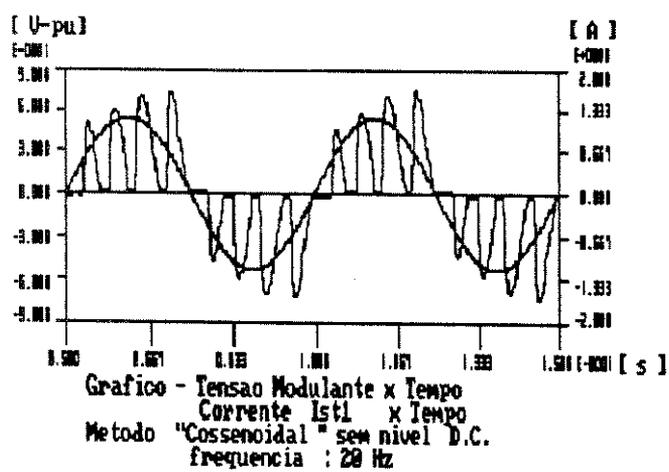


Grafico - Tensao Modulante x Tempo
 Corrente |stl| x Tempo
 Metodo "Cossenoidal" sem nivel D.C.
 frequencia : 20 Hz

Figura (2.5-c)

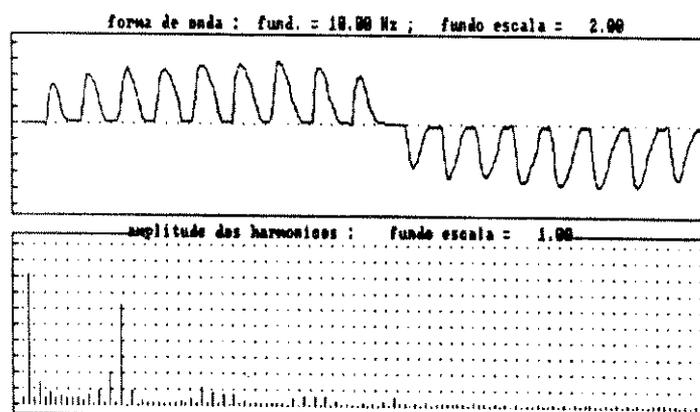


Figura-(2.6)

Tabela - 2.2

SIMULAÇÃO DE MOTOR DE INDUÇÃO ALIMENTADO POR CICLO-CONVERSOR			
TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER			
COMPONENTES HARMÔNICOS			
RMS = (0.7749) FUNDAMENTAL = (10,00) Hz			
ORDEM DO COMP.	MAGNITUDE		ANGULO DE FASE
	AMPL.	(%) FUND	
0	0.042	5.1619	0.000
1	0.816	100.0000	-180.000
2	0.042	5.0914	-23.243
3	0.139	17.0316	-180.000
4	0.039	4.8316	-30.400
5	0.079	9.7055	-180.000
6	0.041	5.0751	-44.420
7	0.051	6.1959	-180.000
8	0.042	5.0970	-50.939
9	0.040	4.8745	-180.000
10	0.041	5.0330	70.120
11	0.021	2.5733	-180.000
12	0.058	7.0891	72.168
13	0.018	2.1738	-180.000
14	0.085	10.3909	87.171
15	0.012	1.4797	173.258
16	0.195	23.9299	-60.656
17	0.910	1.2851	157.187
18	0.624	76.4397	69.330
19	0.006	0.7211	-177.775
20	0.084	10.3467	-52.373

2.8- Método Cossenoidal Modificado

Da análise dos espectros harmônicos dos resultados obtidos viu-se a necessidade de melhorá-los, isto é, reduzir a amplitude dos harmônicos. Com tal objetivo foi implementado o "método cossenoidal modificado "

O "método cossenoidal modificado" tem por base o método cossenoidal proposto por Pelly(1971), porém, com um certo valor de tensão contínua, adicionado à tensão de comparação.

A faixa de variação do ângulo de disparo, definida pela comparação entre a tensão modulante e a tensão de comparação é de

" $2\pi/3$ ". Isto quer dizer que o ângulo de disparo dos "SCRs" pode variar de 30 até 150 graus da onda da tensão da rede.

O ângulo de 30 graus ocorrerá se a tensão de comparação interceptar a tensão modulante no instante de cruzamento de duas tensões trifásicas da rede, o que normalmente é chamado de ângulo de comutação natural.

O ângulo de 150 graus ocorre quando a tensão de comparação passar pelo valor zero, e a tensão modulante também estiver no valor zero. Um problema nesse método é o controle da amplitude da tensão de saída. Esse fato pode ser ilustrado pela Figura-(2.7). Nessa figura vê-se que, mesmo com a tensão modulante nula, a tensão instantânea aplicada à carga corresponderá a um valor significativo.

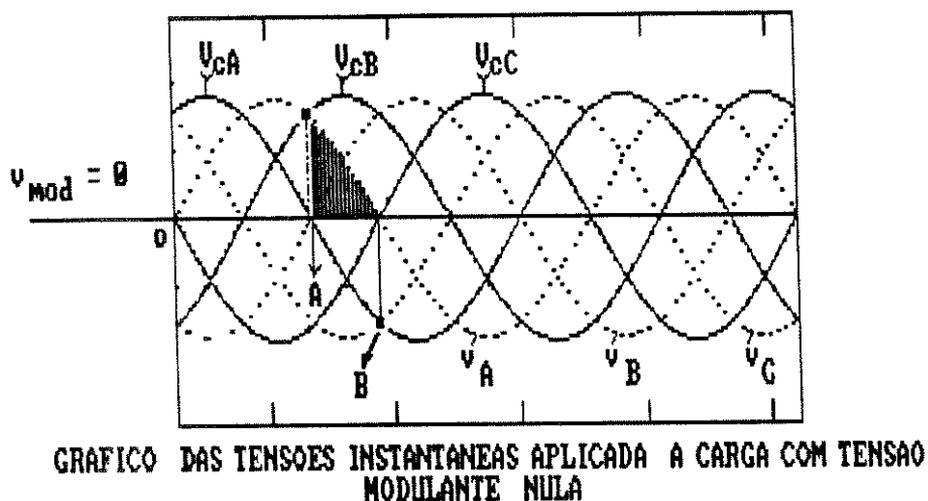
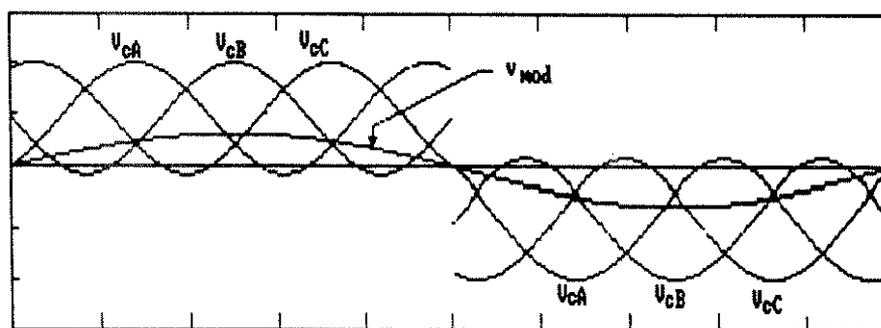


Figura-(2.7)

O resultado final é semelhante àquele de uma modulação por uma onda quadrada, conforme aquele obtido anteriormente, observando-se a envoltória da onda de corrente do estator nas Figuras-(2.5-a), (2.5-b), (2.5-c), e o resultado experimental a ser exposto no capítulo-III. Isto acarreta, em operação de baixa frequência, perturbações do tipo "jerky rotation" (Murphy, 1973; Murphy & Turnbull, 1988). Da observação da

Figura-(2.7) nota-se que este inconveniente pode ser corrigido, adicionando-se à tensão de comparação (de controle), um nível de tensão contínua, o que acarretará em um melhor controle da tensão aplicada à carga, quando o valor da amplitude da tensão modulante varia de um valor máximo de pico até o nível zero. Na Figura-(2.8) é mostrado um esboço da superposição de um nível de tensão contínua à tensão de comparação. O nível da tensão contínua deve ser tal que, para tensão modulante nula, a tensão de saída também seja nula.



Superposição do Nível DC nas tensões de comparação

Fig-(2.8)

Na Figura-(2.7), vê-se que mesmo não tendo a tensão modulante para comparar com a tensão de comparação (de controle), no ponto "A" haverá um pulso de comando de disparo para o "SCR" correspondente à tensão de comparação (de controle) " V_{CA} ", e neste instante a tensão da rede aplicada a carga será :

$$V_A = V'_{pico} \text{seno}(2\pi/3) = (\sqrt{3}/2)V'_{pico} \quad (2.27)$$

$$V_A = (\sqrt{3}/\sqrt{2}) V_{rms} \quad (2.28)$$

Portanto, mesmo que a amplitude da tensão modulante seja nula, não se conseguirá na carga uma tensão nula. Para se conseguir esta condição, torna-se necessário que a tensão de comparação tenha o valor indicado na Figura-(2.7) pelo ponto "B". Para tal torna-se necessário fazer uma translação da onda da tensão de comparação " V_{CA} ", de maneira que o ponto "B" intercepte o eixo do tempo no ponto em que a tensão da rede " V_A " igual a " π ". Na prática esta translação é conseguida, adicionando-se um certo valor de tensão contínua à tensão de comparação

" V_{CA} ". Considerando que a técnica para gerar os pulsos de comando para o disparo é o "método cossenoidal", e, como neste método, o valor de pico da tensão de comparação deve ser igual ao máximo valor de pico da tensão modulante, deve-se portanto, determinar qual o valor da tensão contínua a ser adicionado a " V_{CA} ", de maneira que esta igualdade ainda se mantenha . Isto é :

$$V_{CA} + V_{CC} = V_{pico(modulante)} \quad (2.29)$$

$$V_{CA} = V'_{pico} \text{ sen}(wt + \pi/3)$$

$$V'_{pico} \text{ sen}(wt + \pi/3) + V_{CC} = V_{pico(modulante)} \quad (2.30)$$

Onde :

V'_{pico} é o valor de pico da tensão de comparação quando o nível de tensão contínua é adicionada a ela;

V_{CC} é o valor da tensão contínua a ser adicionado à tensão de comparação dos " SCRs" .

No apêndice (A- 3.3) é determinado o valor da tensão contínua V_{CC} e o valor de V'_{pico} .

A partir da expressão (2-30) e do conhecimento dos valores de V_{CC} e V'_{pico} , pode-se escrever a expressão da tensão de comparação com a superposição do nível contínuo, em função do valor de pico da tensão modulante conforme dado a seguir :

$$V_{Ci} = [0.536 \text{ sen}(wt + \pi/3 - (i-1)2\pi/3) \pm 0.464] V_{pico(modulante)} \quad (2.31)$$

($i = 1 \longrightarrow (A)$, $i = 2 \longrightarrow (B)$, $i = 3 \longrightarrow (C)$)

Onde :

i - o sinal "+" é levado em conta quando o semi-ciclo da tensão modulante é positivo

ii- o sinal " - " é levado em conta quando o semi-ciclo da tensão modulante é negativo

2.9- Resultados da Simulação com o Método Cossenooidal Modificado-

Nesta seção são apresentados com auxílio das Figuras (2.9-a), (2.9-b), (2.9-c) os resultados da simulação com zona morta para modulante senoidal nas frequências de 20Hz, 9.5Hz e 3.5Hz . Nota-se neste método que na corrente de estator há uma modulação senoidal. Na Figura-(2.10) é mostrado o espectro harmônico da corrente na fase do motor. A partir da Tabela-2.3, onde se tem o resultado da Transformada Rápida de Fourier, pode-se observar a redução do nível de alguns componentes harmônicos na corrente de estator do motor.

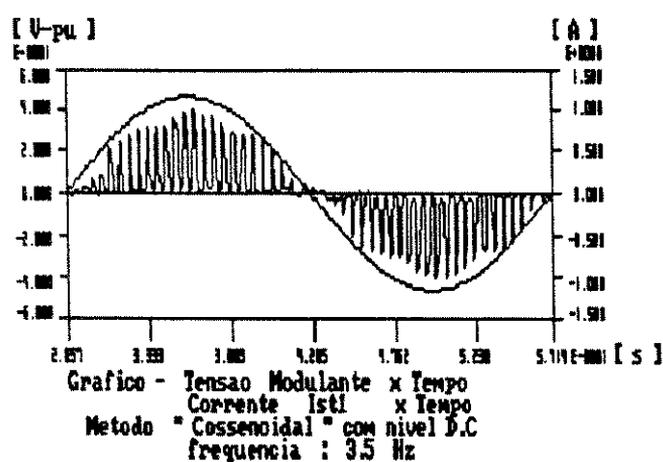


Figura-(2.9-a)

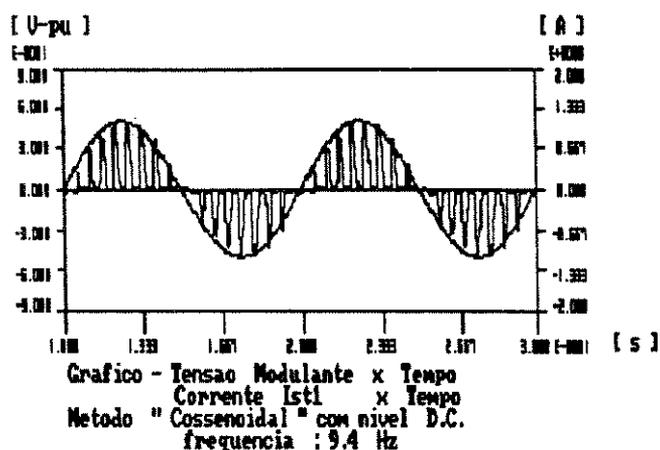


Figura-(2.9-b)

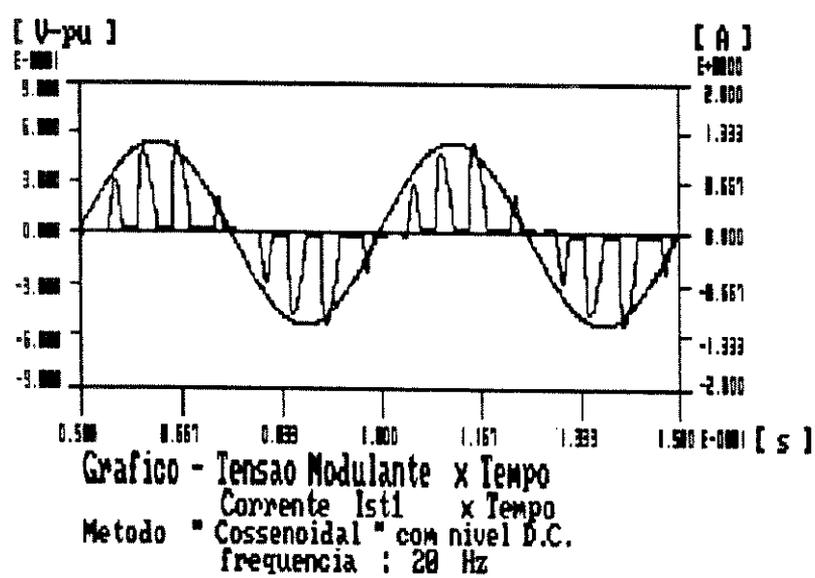


Figura-(2.9-c)

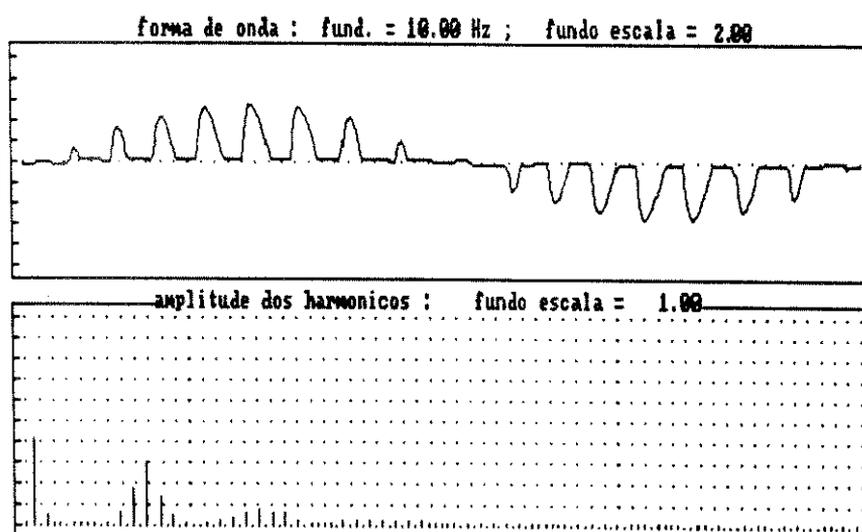


Figura-(2.10)

Tabela - 2.3

SIMULAÇÃO DE MOTOR DE INDUÇÃO ALIMENTADO POR CICLO-CONVERSOR			
TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER			
COMPONENTES HARMÔNICOS			
RMS = (0.4151) FUNDAMENTAL = (10,00)Hz			
ORDEM DO COMP.	MAGNITUDE		ANGULO DE FASE
	AMPL.	(%) FUND	
0	0.007	1.6428	-100.000
1	0.409	100.0000	-100.000
2	0.005	1.1465	144.425
3	0.055	13.5560	79.466
4	0.009	2.2597	97.906
5	0.008	2.0609	106.226
6	0.006	1.3798	48.539
7	0.011	2.6153	113.826
8	0.008	2.0781	35.616
9	0.010	2.4765	110.473
10	0.006	1.5659	27.988
11	0.004	0.9008	94.568
12	0.006	1.5560	75.003
13	0.005	1.1298	94.945
14	0.057	13.8898	146.894
15	0.003	0.7723	5.116
16	0.171	41.8466	-180.000
17	0.002	0.4500	-64.468
18	0.299	73.1806	18.615
19	0.003	0.7170	-180.000
20	0.135	32.9717	-180.000

2.10- Análise dos Resultados e Conclusão -

A partir dos resultados da simulação mostrados nas Figuras anteriores, nota-se que a corrente no estator do motor tem uma envoltória que coincide com a da onda da tensão modulante, quando é utilizado o nível "D.C", na tensão de comparação, ao passo que para a condição do "método cossenoidal convencional", isto é, a tensão de comparação sem acréscimo do nível "D.C", a envoltória da corrente tende para uma forma quadrada independente da forma de onda da tensão modulante, o que prejudica de maneira a rotação suave do motor em baixas frequências.

Através da simulação se obteve o espectro harmônico da corrente do estator do motor que foi apresentado nas Tabelas-2.2 e 2.3. Analisando-se os resultados, nota-se que houve uma redução sensível do conteúdo harmônico para condição do "método cossenoidal modificado".

Comparando-se os resultados apresentados "nas duas Tabelas" pode-se observar a redução da amplitude do terceiro harmônico, de aproximadamente 20.4 %, a do quinto harmônico, de 78.8 %, a do sétimo harmônico, de 57,8%, a do décimo primeiro harmônico, de 65 %, e do décimo terceiro, de 48% , conforme apresentado no **Quadro-1** .

Como resultado da melhoria do espectro harmônico com o " método cossenoidal modificado" pode-se apontar a redução do conjugado pulsante harmônico de sexta ordem, produzido pelo quinto e sétimo harmônico da corrente e do conjugado pulsante harmônico de décima segunda ordem, produzido pelos décimo primeiro e décimo terceiro harmônicos da corrente.

Apesar dos conjugados pulsantes harmônicos terem valor médio nulo, suas presenças causam variações na velocidade angular do rotor durante o giro, e em baixas velocidades , resulta numa série de pulsações na rotação, também denominado de "jerky rotation ", Murphy, et alii(1988).

Portanto, a utilização do "método cossenoidal modificado", possibilita o motor girar em baixas velocidades de maneira suave, com menor teor de pulsação do que o " método cossenoidal convencional". Isto resulta num comportamento dinâmico satisfatório, melhorando a estabilidade do sistema de acionamento cicloconversor motor de indução, nas operações em baixas frequências.

QUADRO -1

ORDEM do HARMÔNICO	% do Harmônico comparado com a fundamental		Redução da Amplitude em %
	Método Cossenoidal	Método Cossenoidal modificado	
3 ^o	17.0316	13.5560	20.4
5 ^o	9.7055	2.0609	78.8
7 ^o	6.1959	2.6153	57.8
11 ^o	2.5733	0.9008	65.0
13 ^o	2.1738	1.1298	48.0

CAPÍTULO-III

REALIZAÇÃO PRÁTICA DO CICLOCONVERSOR A " SCRs "

3.1 - Introdução -

Neste capítulo são apresentadas a implementação e a descrição do sistema de controle de um conversor de " três pulsos - meia ponte " sem corrente de circulação intergrupo. Além disto, são também apresentados resultados experimentais que poderão ser comparados com os resultados obtidos na simulação do sistema de acionamento do motor de indução trifásico de rotor em gaiola, operando em malha aberta.

3.2 - Descrição do Sistema de Potência

Apesar dos inconvenientes mencionados em (Murphy-1988, McMurray- 1972) relativos ao cicloconversor de "três pulsos - meia ponte ", optou-se por esta configuração considerando-se o baixo custo, quando comparado com o de outras topologias de variadores de frequência propostas por vários autores.

O método utilizado para disparar os " SCRs " é o do controle de fase com comutação natural, não havendo, portanto, a necessidade de se utilizar " SCRs " de comutação rápida, como em outros tipos de conversores estáticos de frequência, tais como nos " inversores - link D.C ". Além disto, há de se ressaltar a complexidade e a dificuldade em realizar a frenagem regenerativa com "inversores - link D.C.- V.S.I" (inversores fonte de tensão), em acionamentos de motores assíncronos, bem como, as perturbações do tipo " jerky-rotation " nestes motores, quando alimentados por "inversores-link D.C.", em frequências abaixo de 10Hz, Murphy et alii(1988). Em vista do exposto, optou-se pelo desenvolvimento

de uma estratégia de controle eficiente de fácil implementação para o cicloconversor de " três pulsos-meia ponte ".

Na descrição teórica do funcionamento do cicloconversor, Gyugyi et alii(1976), viu-se que o mesmo pode ser construído utilizando-se "SCRs" em configuração de ponte completa ou meia ponte, e , dependendo da lógica de comando, pode-se ter ou não corrente de circulação entre os grupos positivo e negativo.

As dificuldades no dimensionamento de um reator eficiente, interligando os grupos com a finalidade de limitar a corrente de circulação entre eles, sem, por outro lado, introduzir perdas excessivas na potência a ser entregue à carga, levaram à opção pela topologia do cicloconversor sem corrente de circulação intergrupo. A topologia do circuito de potência é ilustrada no diagrama da Figura-(3.1) .

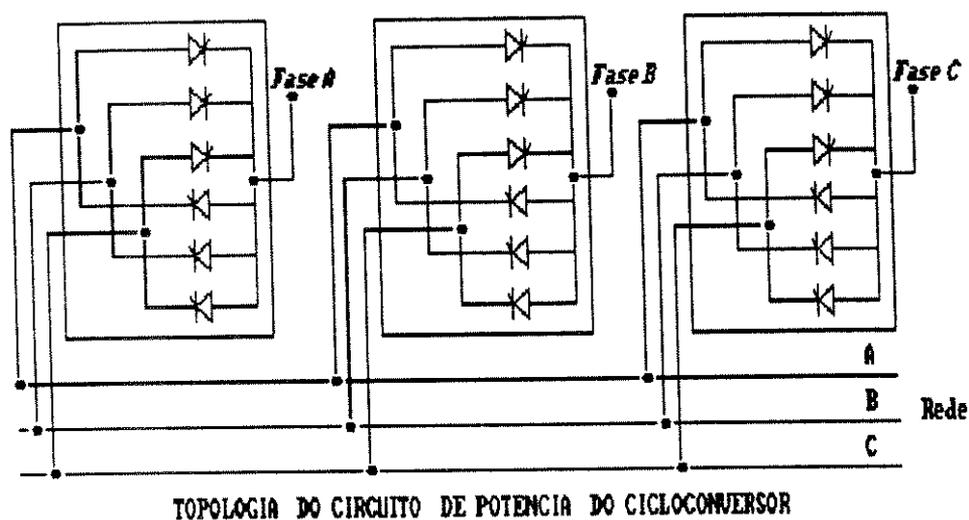


Figura-(3.1)

3.3 - Descrição do Sistema Implementado

Na Figura-(3.2) é mostrado, sob forma de diagrama de blocos, o sistema implementado.

Nos parágrafos seguintes, serão descritos os blocos funcionais que fazem parte do sistema de controle proposto para o cicloconversor .

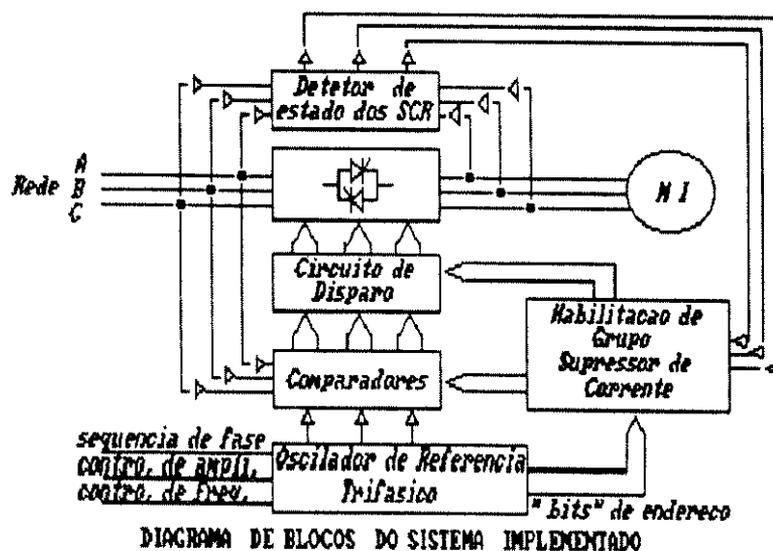


Figura-(3.2)

3.3-1 Descrição dos Blocos Funcionais

Oscilador de referência

Para um perfeito funcionamento do cicloconversor é necessário que o sinal modulante seja estável e facilmente controlável.

A forma de onda da tensão de saída do cicloconversor é uma reprodução do sinal modulante do oscilador de referência, acrescida de harmônicos. Portanto, dele depende toda estabilidade do sistema. Para atender a estas exigências, construiu-se um oscilador de referência trifásico utilizando-se técnica digital, cujo funcionamento será descrito no Apêndice-(A-3.1).

O objetivo desse oscilador é gerar tensões trifásicas, tendo a amplitude e frequência variáveis, que atuam como tensões de referência no " método cossenoidal " Pelly(1971).

A partir do ajuste de frequência e de amplitude das tensões do

oscilador é possível variar a velocidade dos motores de indução alimentado pelo cicloconversor como no sistema "VSCF" (velocidade variável, frequência constante). Além disto, é também possível, pelo próprio mecanismo de funcionamento do oscilador, inverter a sequência das fases de saída do conversor de frequência, possibilitando a inversão no sentido de rotação do motor. Na Figura-3.3 é mostrado sob forma de diagrama de bloco a estrutura básica do oscilador utilizado.

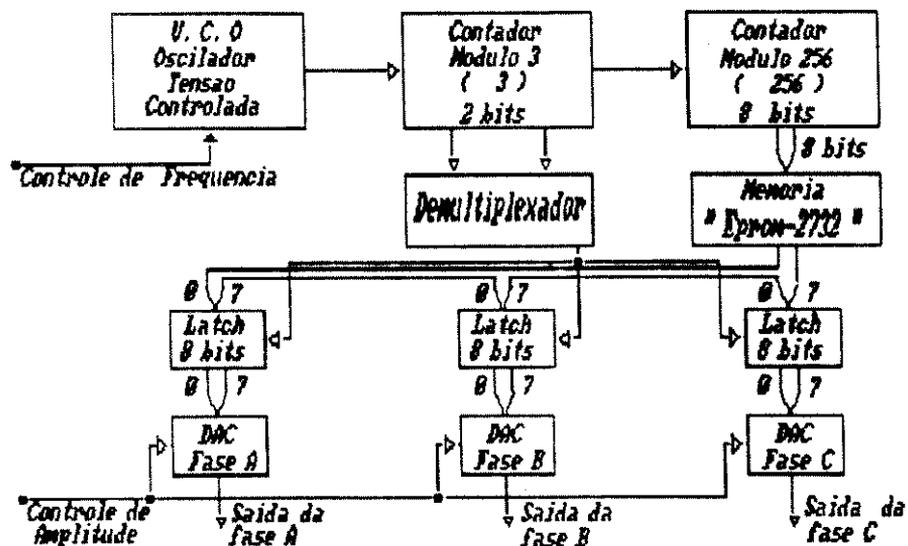


DIAGRAMA DE BLOCOS DA ESTRUTURA DO OSCILADOR

Figura-(3.3)

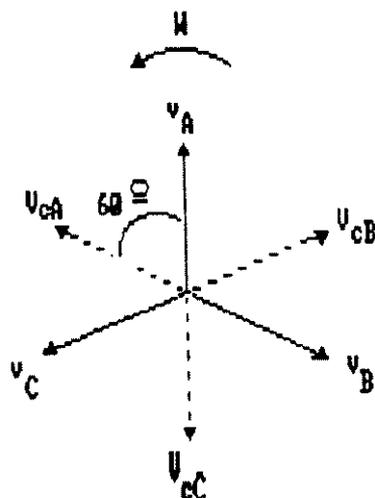
Comparadores

Os comparadores têm por objetivo, gerar os pulsos de comando para os circuitos de disparo dos "SCRs".

Estes pulsos são gerados a partir da comparação feita entre as tensões do oscilador de referência (tensões modulantes) e as tensões de comparação obtidas a partir da inversão das tensões trifásicas da fonte de alimentação.

O método utilizado para obter as tensões de comparação, possibilita a eliminação de um filtro de defasamento proposto por Pelly(1971) na implementação do "método cossenoidal".

O conjunto das tensões da rede e das tensões de comparação é mostrado na Figura-(3.4) por meio de diagrama fasorial.



Fasores representativos das tensões da rede e de comparações

Figura-(3.4)

Como ilustrado na Figura-(3.4) , as tensões de comparação podem ser expressas por :

$$V_{cA} = (-V_B) = V_{\max} \text{sen} (\omega_1 t + \pi - 2\pi/3) \quad (3.1)$$

$$V_{cB} = (-V_C) = V_{\max} \text{sen} (\omega_1 t + \pi - 4\pi/3) \quad (3.2)$$

$$V_{cC} = (-V_A) = V_{\max} \text{sen} (\omega_1 t + \pi) \quad (3.3)$$

Onde :

$V_{cA} = -V_B$ — corresponde à tensão de comparação para os "SCRs" ligados à fase " A " da fonte de alimentação .

$V_{cB} = -V_C$ — corresponde à tensão de comparação para os "SCRs" ligados à fase " B " da fonte de alimentação .

$V_{cC} = -V_A$ — corresponde à tensão de comparação para os "SCRs" ligados à fase " C " da fonte de alimentação .

Conforme as expressões (3.1), (3.2) e (3.3), a tensão de comparação associada aos " SCRs " da fase " A " de entrada do conversor, será a tensão da fase " B " da fonte de alimentação invertida . Já para a fase " B " de entrada do conversor, será a tensão da fase " C " da fonte de alimentação invertida, e para a fase " C " de entrada do conversor, será a tensão da fase " A " da fonte de alimentação invertida.

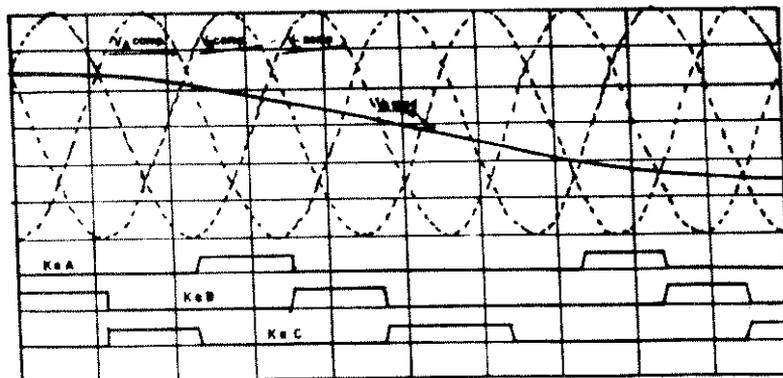
Quanto mais próximo de zero for o ângulo de disparo, maior é a tensão média aplicada à carga " Apêndice-(A-3.2)", daí a necessidade de se deslocar a tensão de comparação de um ângulo de $\pi/3$ à frente da tensão da fonte de alimentação para a correspondente fase de entrada do conversor .

Com o objetivo de ampliar a faixa de variação do ângulo de disparo e também de diminuir o conteúdo de harmônico no espectro da corrente, foi adicionado um nível de tensão contínua à tensão de comparação sendo o valor desta tensão determinado, segundo o procedimento apresentado no Apêndice-(A-3.3).

O efeito da tensão contínua sobre o desempenho do comando cossenoidal pode ser notado não só nos resultados de simulação no capítulo anterior, como também nos resultados experimentais ao final deste capítulo .

A metodologia para a geração de pulsos de comando para disparar os " SCRs " de uma das fases do cicloconversor utilizando o "método cossenoidal" é ilustrado na Figura-(3.5). Nesta Figura, os pulsos de comando "KaA ", "KaB " e "KaC" para disparar os " SCRs " do " grupo positivo ", só serão liberados na interseção da tensão modulante com as tensões de comparação no instante em que as suas derivadas forem negativas, a tensão modulante estiver com polaridade positiva e o sinal de controle de grupo for positivo . Já para os " SCRs " do grupo negativo tais pulsos só serão liberados na interseção da tensão modulante com as tensões de comparação, quando suas derivadas forem positivas, a tensão modulante estiver com polaridade negativa e o sinal

de controle de grupo for negativo . Esta seleção dos pulsos de comando é realizada pelo circuito seletor de borda descrito no Apêndice (A-3.1).



GERAÇÃO DE PULSOS PELO MÉTODO COSSENOIDAL PARA DISPARO DOS SCRS

Figura-(3.5)

Circuito de habilitação de grupo e supressor de corrente de circulação intergrupo

Este circuito possibilita um perfeito funcionamento do cicloconversor, sem que haja corrente de circulação entre os grupos positivo e negativo do conversor . Tal situação ocorre se um " SCR " de um dos grupos que estava conduzindo for mantido no estado " on ", devido a ação da carga, e durante este instante , o " SCR " do outro grupo receber pulso de disparo e estiver em condição favorável à condução .

Esta corrente pode ser eliminada com auxílio do circuito de supressão, desde que projetado de maneira a levar em conta o perfeito sincronismo do momento da mudança de grupo, (basculamento) com o da mudança da polaridade da onda da tensão modulante . O sincronismo é feito utilizando-se uma memória " eprom - 2716 " endereçada pelo mesmo contador do oscilador de referência, responsável pela síntese da onda da tensão de saída do oscilador. No Apêndice(A-3.4), encontra-se o mapa de gravação da memória utilizada para fazer o controle de grupo e inibição da corrente de circulação intergrupo .

A memória é gravada de maneira que os três " bits " (A1 , A3 e A5), indiquem a polaridade da envoltória da tensão de saída de cada fase e outros três " bits " (A0 , A2 , A4) indicarão com uma certa

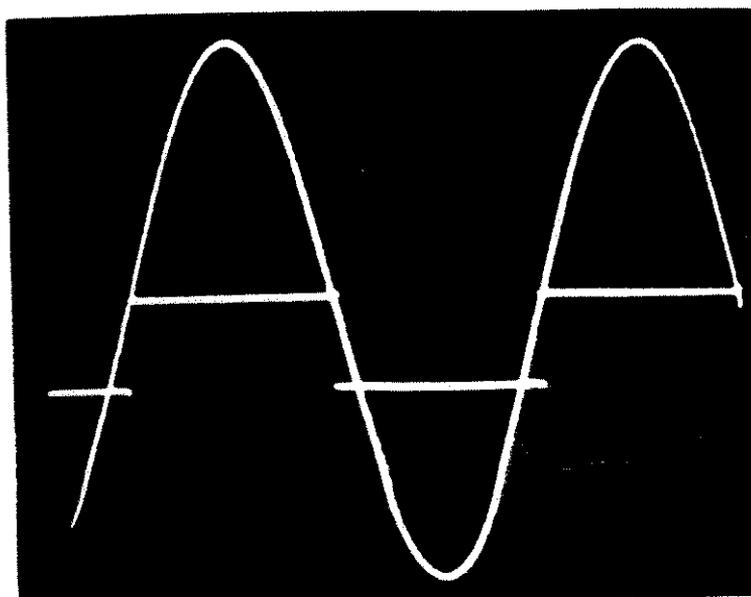
antecedência que vai haver mudança na polaridade da tensão modulante . No processo, estes " bits " funcionam como um " flag " e correspondem a uma informação que se dá alguns instantes antes, e após, a transição de polaridade da tensão modulante . A partir desta informação o circuito passa a monitorar as tensões entre anodo e catodo dos " SCRs ", permitindo detectar o instante de extinção destes. Esta tarefa é realizada pelo " bloco detector de estado dos " SCRs ". No instante em que todos os " SCRs " estiverem em estado " off ", o circuito atuará no circuito seletor de borda e comutará os pulsos de disparo do grupo que estava em condução para o outro grupo de polaridade correspondente à da tensão modulante . Durante este processo, todos os "SCRs" são bloqueados até que haja um novo pulso de comando para disparo, evitando-se com isto que " SCRs " do outro grupo, que não estavam conduzindo, sejam disparados, o que acarretaria o surgimento de uma corrente de circulação entre os grupos. Por outro lado, a habilitação dos pulsos de disparo, para o grupo que irá iniciar a condução, só será permitida algum tempo depois que a corrente de carga se anular, garantindo desta maneira a extinção do "SCR" em condução. O tempo de atraso é obtido com auxílio de um circuito monoestável, podendo este ser ajustado de modo a se conseguir um bom desempenho do conversor em frequência mais elevada, sem todavia, comprometer o fornecimento de potência à carga . Este mecanismo de retardo garante que na mesma linha da "matriz existência" $|H(t)|$, não existirá mais de um elemento " h_{ij} " em estado "um" simultaneamente (Costa Jr.P.P., Guimarães R.A. & Menezes B.R.-1986).

3.4 - Resultados Experimentais

Nesta seção, são apresentados os oscilogramas, obtidos do funcionamento do cicloconversor, operando em malha aberta. Na Figura-(3.6) são mostrados os sinais de habilitação de grupo, e da onda da tensão modulante na saída do oscilador de referência . Pode-se ver com o auxílio da Figura-(3.6) o perfeito sincronismo entre a tensão modulante e o comando de habilitação de grupo .

Já na Figura-(3.7), se tem a amostragem da corrente em uma carga resistiva . Tal informação espelha a forma de onda da tensão de saída do cicloconversor . Ainda nesta Figura, é mostrado o sinal de comando na saída do comparador para gerar o trem de pulso de disparo

para um par de "SCRs" do conversor .



Oscilograma da tensão modulante e sinal
de habilitação de grupo

Figura-(3.6)

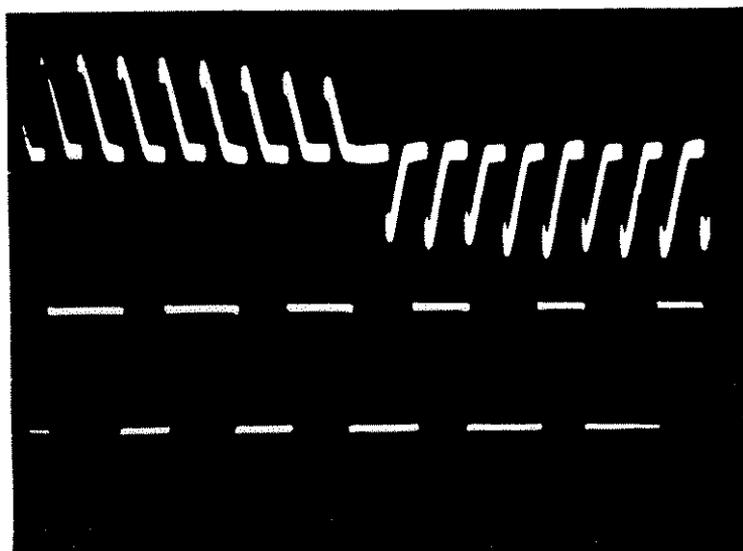


Figura-(3.7)- Oscilograma sem nível D.C

Oscilograma superior - sinal de corrente na carga resistiva

frequência de 7.7Hz - escala : 1 A valor de pico

Oscilograma inferior - sinal de comando de disparo na saída
do comparador

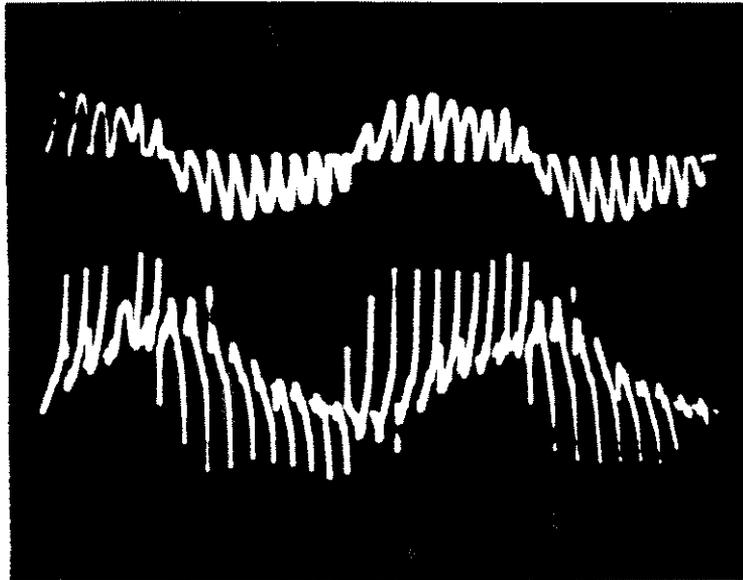


Figura-(3.8) - Oscilograma com nível D.C

Oscilograma superior - *corrente de fase do motor ligado em estrela escala : 1,6 A valor de pico*
 Oscilograma inferior - *tensão na fase do motor*
Frequência de 9.4Hz

Côm a finalidade de verificar o desempenho do sistema de acionamento cicloconversor motor de indução de rotor em gaiola com as especificações dadas no Apêndice(A-2.2). Foi aplicado a este motor a tensão nas frequências de 20 e 9.4 Hz. Nas Figuras- (3.8) e (3.9) são mostrados os oscilogramas das correntes e das tensões aplicadas ao motor.

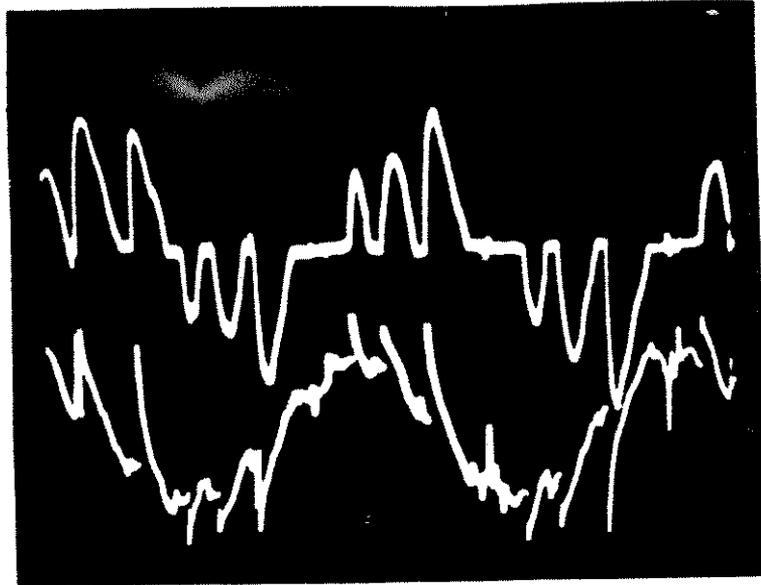


Figura-(3.9) - Oscilograma sem nível D.C.
 Oscilograma superior - corrente de fase do motor
 escala : 1 A valor de pico
 Oscilograma inferior - tensão na fase do motor
 Frequência de 20 Hz

3.5 - Conclusão -

A partir dos resultados da simulação desenvolvida no capítulo anterior, pode-se pensar num sistema de comando para o cicloconversor e implementá-lo, de maneira a reproduzir o mesmo desempenho obtido na simulação do sistema motor de indução cicloconversor, tanto para o método de comando cossenoidal convencional como para o método de comando cossenoidal modificado, proposto no capítulo anterior. Tal evidência pode ser confirmada com auxílio dos resultados experimentais apresentados neste capítulo.

A simulação permitiu visualizar o melhor desempenho do sistema em termos do espectro harmônico e também no que diz em relação ao melhor controle conseguido, sobre a amplitude da tensão de saída do conversor, através do método de comando cossenoidal com adição do nível "D.C", o que pode ser evidenciado pelos resultados experimentais.

- CAPÍTULO -IV -

OPERAÇÃO EM MALHA FECHADA MOTOR DE INDUÇÃO ALIMENTADO POR CICLOCONVERSOR- REGULAÇÃO DIGITAL DA VELOCIDADE E DO FLUXO

4.1 - Introdução-

Segundo vários autores, os acionamentos elétricos do motor de indução em frequência variável abaixo da frequência da rede são problemáticos quando se utiliza conversores estáticos de frequência do tipo inversor fonte de tensão.

O cicloconversor com comutação natural apresenta-se como alternativa de conversor estático de frequência para acionamentos elétricos de motores de indução, numa faixa de frequência abaixo da frequência do sistema de alimentação, desde um valor mínimo até um valor máximo de $1/3$ da frequência da rede de alimentação.

Neste capítulo é apresentada uma estratégia de controle por nós proposta junto com Borges-1985, como continuidade do seu trabalho de mestrado. A estratégia agora proposta consta de um controle digital da velocidade e do fluxo de um motor de indução alimentado por um cicloconversor.

Além disto é também apresentada a simulação do sistema híbrido de controle, onde parte dos sinais de controle são processados por um calculador analógico e que após processados, são aplicados através de uma interface A/D em um microcomputador.

O calculador analógico processa os sinais de tensão e corrente, como descrito em (Silva, 1984 e Silva & Costa Jr, 1984), obtendo-se em sua

saída, um sinal analógico, imagem do fluxo estatórico, Apêndice(A-4.1).

Outro sinal analógico que será introduzido no conversor A/D, é a velocidade, que é amostrada a partir de um tacogerador.

A alternativa de controle da frequência e da amplitude da tensão modulante, responsável pelo controle da tensão de saída do cicloconversor é simulada.

Adotou-se o mesmo modelo já descrito no capítulo-II para representar o motor de indução e o cicloconversor.

4.2 - Modelagem e Simulação do Sistema de Controle

Malha de controle -

A presente seção tem por objetivo, estudar a implementação do controle da velocidade e do fluxo de um motor de indução alimentado em tensão.

Segundo diversos autores, é desejável nos acionamentos de motor de indução à velocidade variável, a operação a fluxo constante.

Ao contrário da alimentação em corrente, não é trivial a determinação da tensão em função da frequência e da carga para garantir fluxo constante.

Um estudo por nós realizado, na tentativa de determinar qual deve ser o ajuste do valor da tensão, de maneira a garantir fluxo constante em operação com frequência e carga variável é apresentado no Apêndice(A-4.2).

O sistema proposto consta de uma malha de velocidade e de uma malha de fluxo, conforme ilustrado na Figura-(4.1).

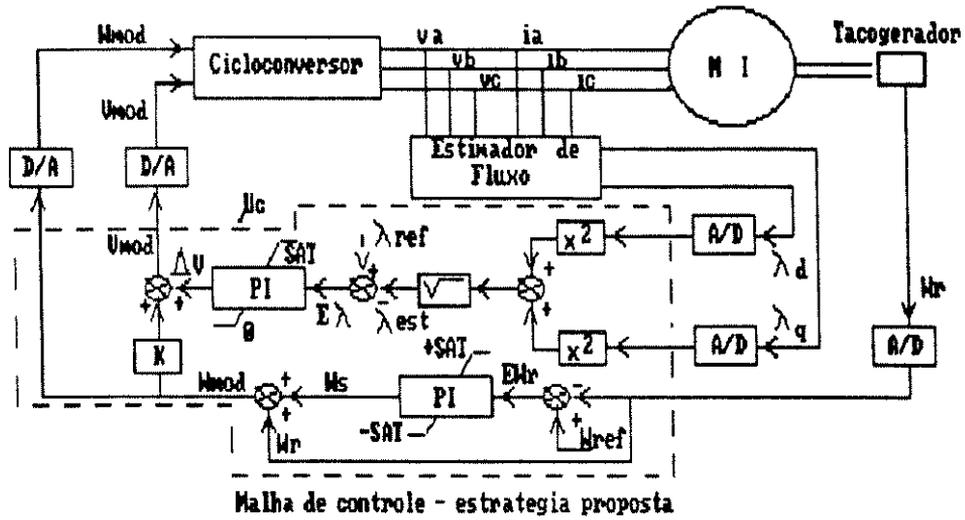


Figura-(4.1)

O sistema em malha fechada implementado, utiliza dois controladores, do tipo proporcional integral. A estratégia de controle é de controlar a frequência e amplitude da tensão modulante para garantir o fluxo estático nominal. Esta ação de controle é feita por uma malha de fluxo que atua na amplitude da tensão modulante, e uma malha de velocidade que atua de maneira predominante na frequência da tensão modulante.

Estas malhas foram implementadas em trabalho realizado em conjunto com Duarte(1991) na forma de um programa em "Assembly" num microcomputador não dedicado do tipo PC. As malhas possuem como elemento de controle, controladores do tipo PI digital.

Os sinais de saída destes controladores são aplicados através de uma interface D/A ao sistema de comando de disparo dos "SCRs" do cicloconversor. As interfaces são controladas por um programa em "Assembly". No Apêndice-(A-4.3) é apresentado o esquema das interfaces A/D e D/A .

No diagrama de bloco da Figura-(4.1), as informações de fluxo são obtidas de um estimador de fluxo estático (calculador de fluxo).

Este fluxo é comparado com um fluxo de referência, o erro é aplicado a um controlador do tipo PI, em cuja saída obtém-se um valor de " Δv " que será somado com outro sinal na saída da malha de velocidade, com isto obtém-se o valor que deverá ser ajustado as amplitudes das tensões modulantes do oscilador de referência.

Já a velocidade angular do motor é amostrada a partir de um tacogerador e comparada com a velocidade de referência. O erro de velocidade passa por outro controlador PI, que tem na sua saída um sinal correspondente à velocidade de deslize, que será adicionada à velocidade angular do motor, de modo que o resultado corresponda à velocidade angular das tensões modulantes. Os limites nos controladores são necessários para evitar a aplicação de tensões elevadas no motor.

Para corrigir a amplitude da modulante, de modo a garantir o fluxo estatórico constante na operação do motor a frequência variável, adotou-se o modelo apresentado a seguir:

$$V_{\text{mod}} = K \omega_{\text{mod}} + \Delta v \quad (4.1)$$

onde:

ω_{mod} é obtido na saída do controlador PI da malha de velocidade

Δv é obtido na saída do controlador PI da malha de fluxo

K é uma constante introduzida na equação para melhorar estabilidade da malha de fluxo limitando a influência do PI de fluxo

Estimador de fluxo estatórico-

O estimador de fluxo, tem seu princípio de funcionamento baseado no conjunto de equações representativas do motor de indução, nas variáveis "dq0" com o sistema de eixo de referência fixado no estator. Seu princípio de funcionamento é fundamentado nos trabalhos desenvolvidos por (Silva-1984 e Silva & Costa Jr-1984) sobre estimador de conjugado e de velocidade.

Do conjunto de equações de tensão do motor nas variáveis "dq0" associada aos enrolamentos do estator pode-se escrever:

$$p\lambda_{qs} = v_{qs} - R_s i_{qs} \quad (4.2)$$

$$p\lambda_{ds} = v_{ds} - R_s i_{ds} \quad (4.3)$$

onde:

v_{qs} , v_{ds} , i_{qs} e i_{ds} são obtidas a partir das tensões e correntes naturais, pela matriz da transformação Krause(1986), resultando:

$$v_{qs} = 2/3 v_{as} - 1/3 (v_{bs} + v_{cs})$$

$$v_{ds} = \sqrt{3}/3 (v_{cs} - v_{bs})$$

$$i_{qs} = 2/3 i_{as} - 1/3 (i_{bs} + i_{cs})$$

$$i_{ds} = \sqrt{3}/3 (i_{cs} - i_{bs})$$

$R_s \rightarrow$ resistência por fase do estator

A estimação do fluxo estatórico é feita a partir da integração numérica das equações (4.2) e (4.3). A ação de filtro dos integradores, reduz o conteúdo de harmônicos das tensões e correntes. Com isto os fluxos estimados segundo os eixos "q" e "d" de referência podem ser considerados grandezas senoidais O valor de pico do fluxo estimado do estator é dado segundo Bose, (1986) por:

$$\lambda_{s(\text{pico})} = \sqrt{\lambda_{qs}^2 + \lambda_{ds}^2} \quad (4.4)$$

Na Figura-(4.2) é ilustrado sob forma de diagrama de blocos, a rotina para simulação do estimador de fluxo.

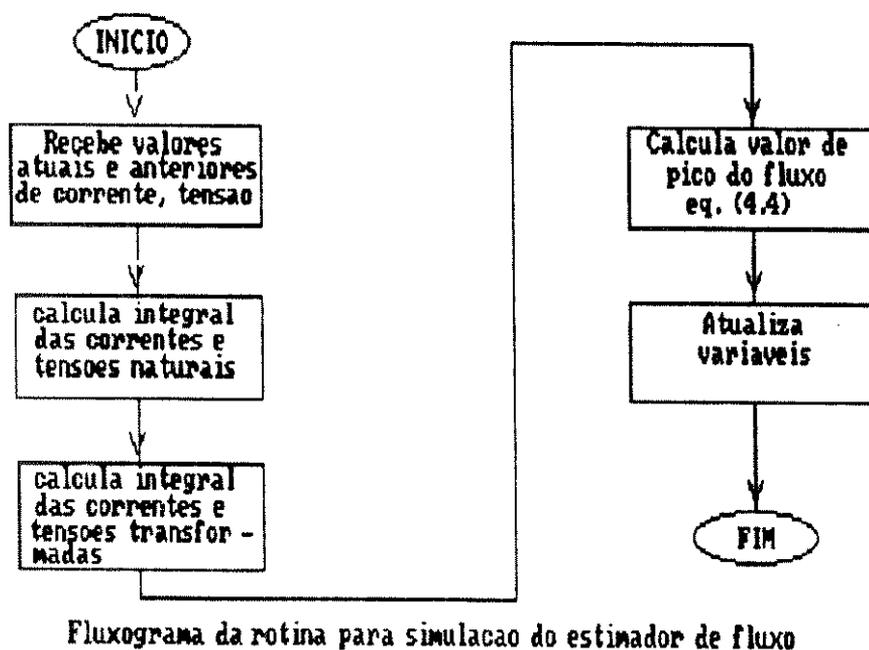


Figura-(4.2)

Para efeito de simulação, utilizou-se nas malhas de controle controlador PI analógico cuja ação de controle é definida pela expressão dada a seguir:

$$m(t) = K_p e(t) + \left[K_p / T_i \right] \int_0^t e(t) dt \quad (4.5)$$

onde:

$e(t)$ → erro atuante num dado instante "t" ;

K_p → ganho proporcional ;

T_i → tempo integral ;

No processo de simulação, para o ajuste dos ganhos dos controladores, utilizou-se o método de tentativa e erro, isto pelo fato da complexidade e não linearidade do sistema.

Antes porém, tentou-se identificar o sistema com auxílio do pacote computacional " MATLAB " para com isto determinar os ganhos dos controladores dentro de técnicas mais elaboradas, porém, devido às características do sistema, não obtivemos sucesso desejado, motivo pelo qual optamos pelo método mencionado anteriormente.

O ajuste foi feito para as condições nominais de funcionamento do motor. Considerou dois tipos de cargas no processo de acionamento, a saber :

- i- carga proporcional à velocidade;
- ii- carga independente da velocidade (potencial).

Na implementação da malha de controle utilizou-se, o controlador do tipo PI porém digital, cuja expressão segundo Phillips(1984) é :

$$m(k) = m(k-1) + K_1 e(k) + K_2 e(k-1) \quad (4.6)$$

$$K_1 = K_p \left[\frac{2T_1 + T}{2T_1} \right]$$

$$K_2 = K_p \left[\frac{T - T_1}{2T_1} \right]$$

onde :

- m → saída do controlador ;
- e → erro atuante ;
- K_p , → ganho proporcional;
- k → instante atual ;
- $(k - 1)$ → instante anterior ;
- T → tempo de amostragem ;
- T_i → tempo integral

Para evitar a sobrecarga da ação integral, utilizou-se a técnica proposta por Bruciapaglia, (1986).

O algoritmo do sistema de controle é apresentado no Apêndice(A-4.4).

4.3 - Resultados de simulação

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação do sistema. O motor de indução é submetido a dois tipos de cargas, conforme mencionado anteriormente.

Com o intuito de validar a proposta de controle, é imposto ao motor distúrbio de velocidade e carga. Análise qualitativa do comportamento do sistema para estas condições são feitas.

Foram escolhidas para efeito de análise, o fluxo estimado, conjugado eletromagnético filtrado, conjugado de carga, velocidade e amplitude da modulante.

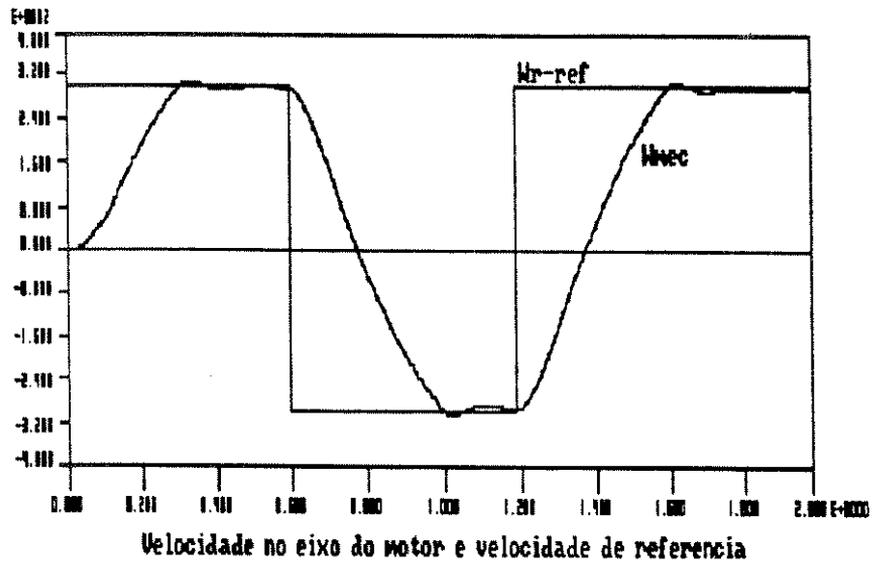
O conhecimento de como estas grandezas variam permite justificar a estratégia de controle implementada, bem como de fornecer subsídio para análise da dinâmica do sistema.

4.3.1 - Análise do comportamento dinâmico do sistema para variação da referência de velocidade

O motor é acionado, a partir do repouso até atingir a condição de regime permanente. Após alcançada esta condição, sua velocidade de referência é invertida, até que o mesmo alcance a condição de regime novamente. A partir deste estado, a velocidade de regime é de novo invertida. Caracterizando deste modo a operação do motor nos quatro quadrantes do plano Conjugado x velocidade. Este exercício é realizado para os dois tipos de carga.

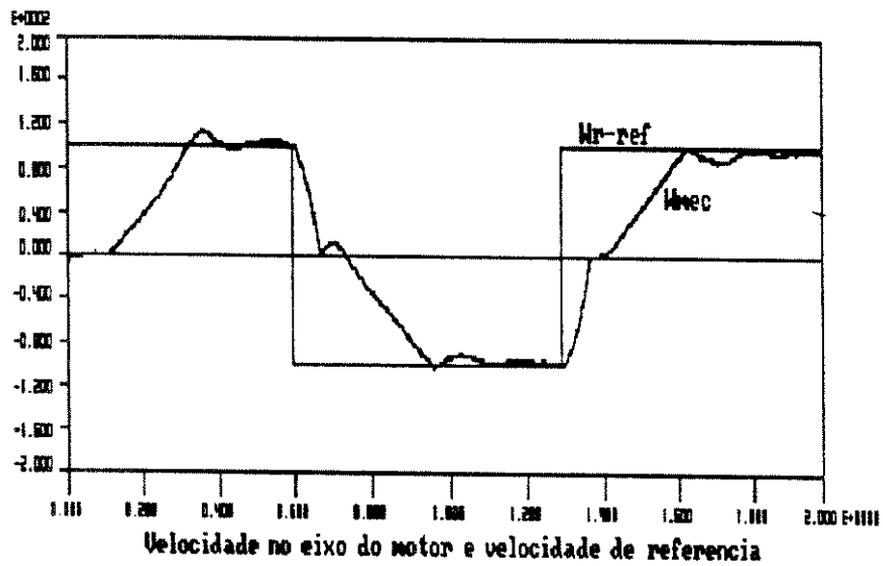
Nas Figuras - (4.3) e (4.4) estão ilustrados os resultados relativos à velocidade no eixo do motor, para condição de carga proporcional à velocidade e de carga potencial. A lentidão da resposta de velocidade deve-se à própria natureza do sistema. Existe em cada semiciclo da tensão da rede um tempo morto, onde o controle não tem ação. Este tempo morto corresponde ao tempo de condução dos "SCRs".

Uma melhor resposta pode ser obtida utilizando-se um cicloconversor de maior número de pulso e comutação forçada.



carga proporcional a velocidade

Figura - (4.3)



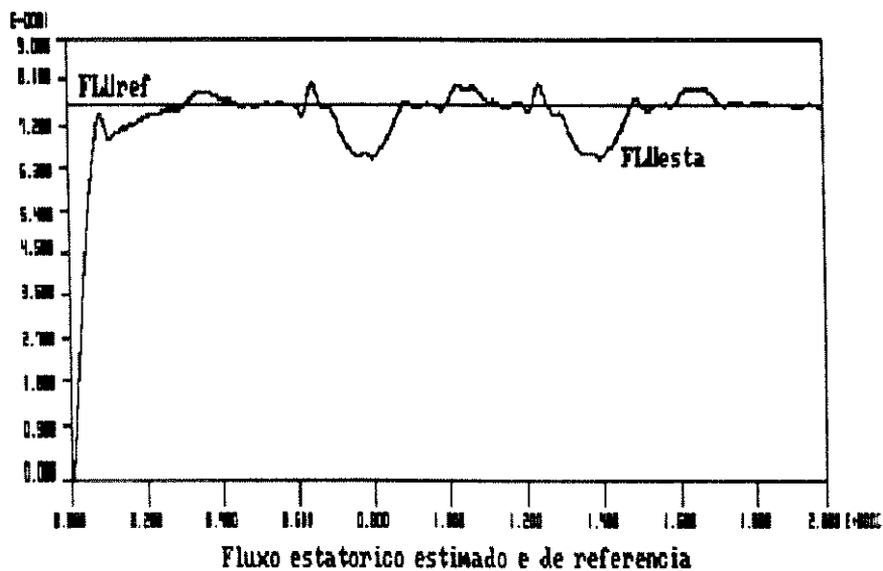
carga potencial

Figura - (4.4)

Os resultados relativos ao fluxo estático estimado para as mesmas condições de cargas anteriores, estão ilustrados nas Figuras - (4.5) e (4.6).

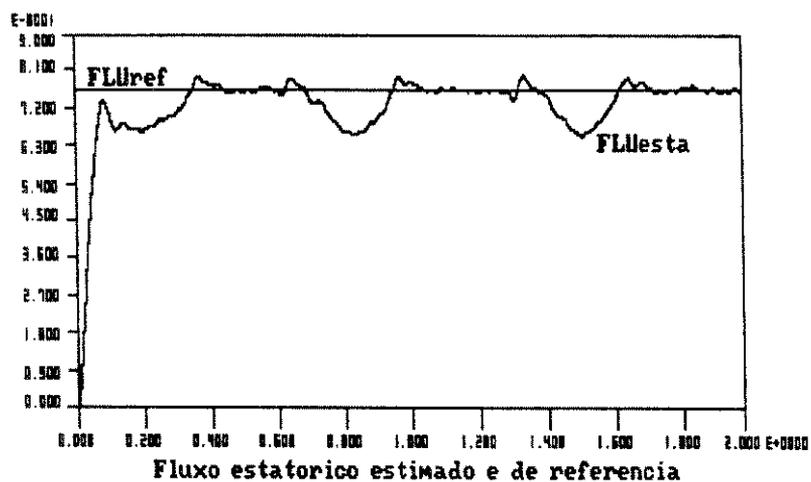
Uma análise das Figuras mostra que a malha de fluxo se comportou de maneira satisfatória, o fluxo estático manteve-se

praticamente inalterado, independente das reversões de velocidade.



carga proporcional à velocidade

Figura - (4.5)

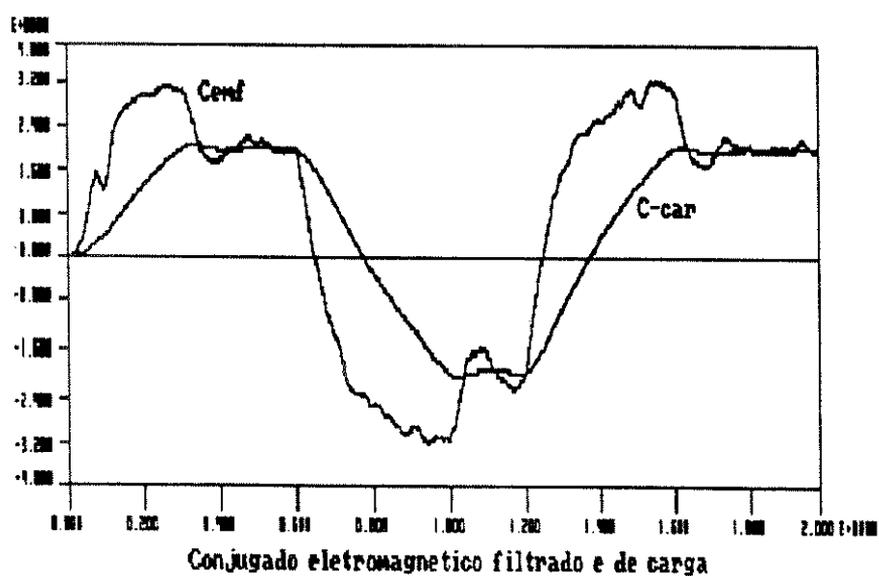


carga potencial

Figura - (4.6)

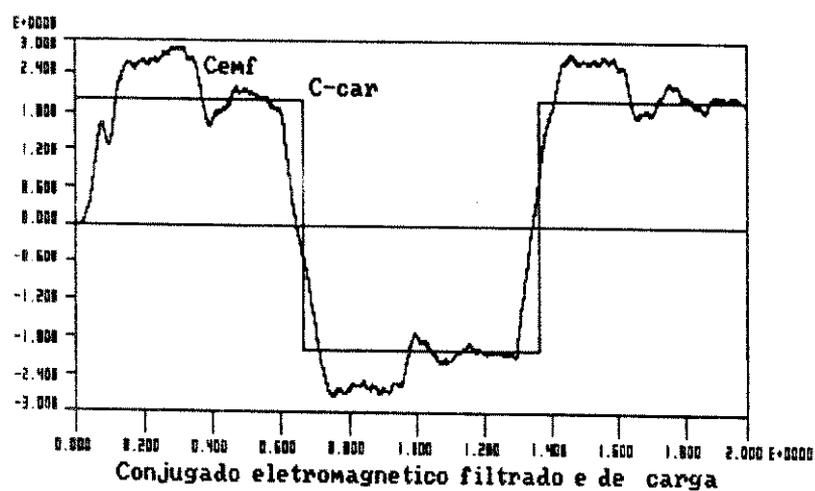
Nas Figuras - (4.7) e (4.8) estão ilustradas as respostas relativas aos conjugados eletromagnético filtrado e de carga.

Apresentemente as oscilações apresentadas no conjugado eletromagnético, Figura -(4.9) são decorrentes do conteúdo harmônico da tensão aplicada ao motor.



carga proporcional à velocidade

Figura - (4.7)



carga potencial

Figura - (4.8)

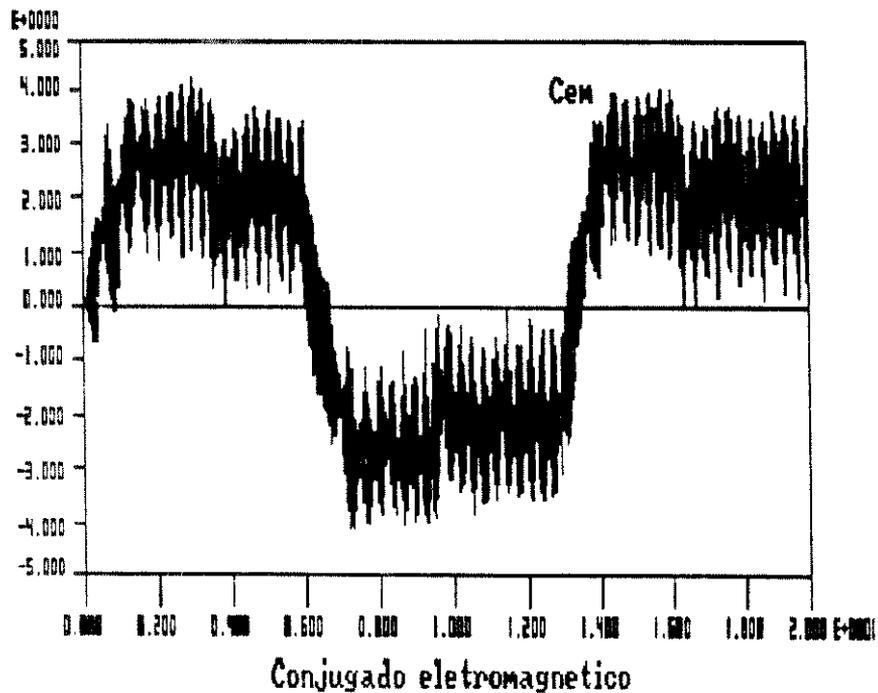


Figura - (4.9)

4.3.2 - Análise do comportamento dinâmico do sistema para distúrbio da carga

Neste ponto será feita uma análise da influência do distúrbio de carga sobre o comportamento dinâmico do sistema. No processo de simulação o motor é acelerado a partir do repouso até atingir a condição de regime permanente. Uma vez atingida a condição de regime, o motor é submetido a uma sobrecarga correspondente a 50% da carga nominal. Após alcançar novamente a condição de regime, a sobrecarga é retirada.

Nas Figuras -(4.10) e (4.11) estão ilustrados os distúrbios de carga conforme descrito anteriormente, para condição de carga proporcional à velocidade e para carga potencial.

As Figuras - (4.12) e (4.13), ilustram os resultados relativos às velocidade do eixo do motor e a de referência, para condição de carga proporcional à velocidade e para carga potencial.

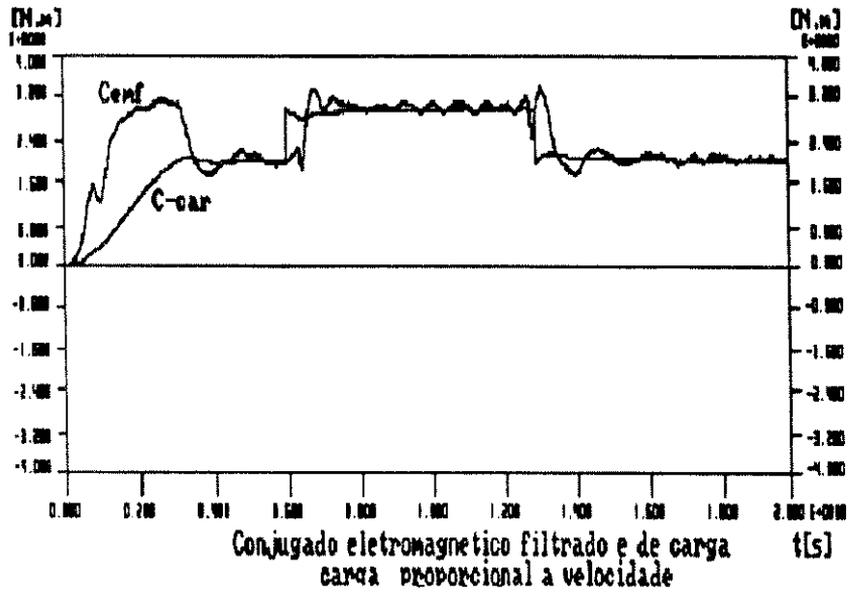


Figura - (4.10)

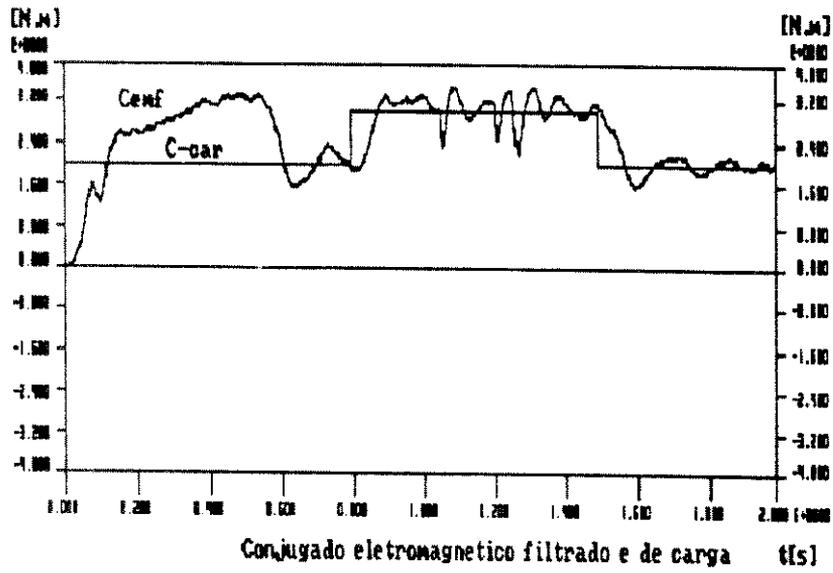
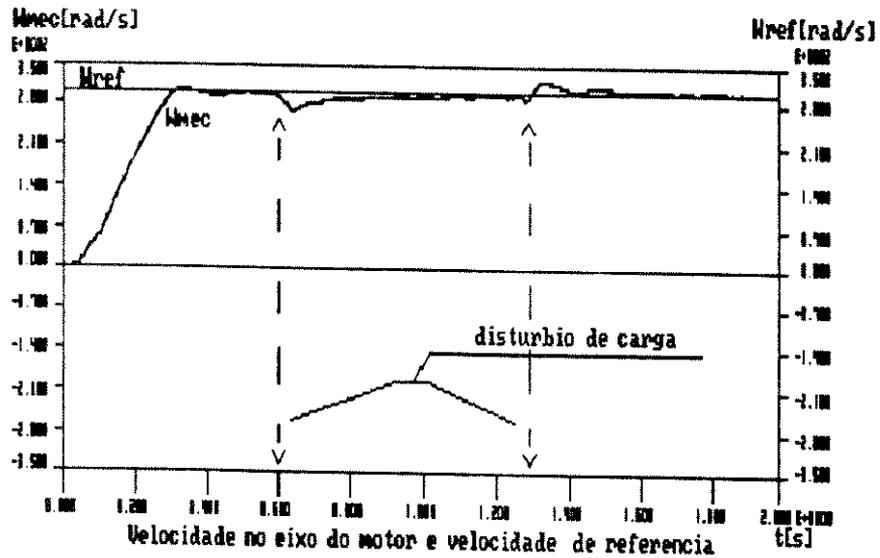
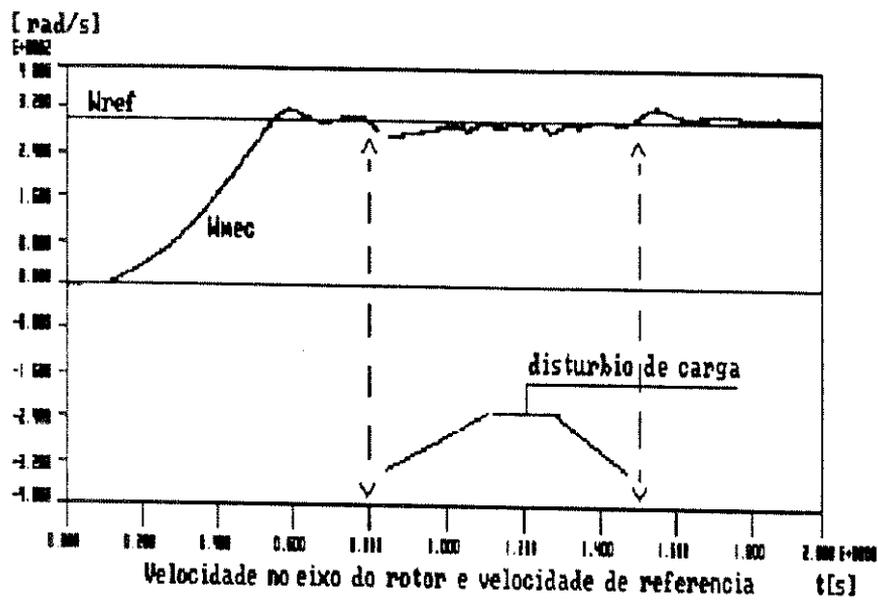


Figura - (4.11)



carga proporcional à velocidade

Figura - (4.12)



carga potencial

Figura - (4.13)

Observa-se a partir destas Figuras uma queda na velocidade do motor, quando da aplicação do distúrbio. A malha de velocidade atua sobre o sistema, fazendo o motor acelerar até atingir a velocidade de referência. O tempo de resposta poderá ser reduzido, aumentando-se o limite de saturação do controlador PI da malha de velocidade, dentro das limitações naturais do sistema.

Pode ser notado a presença de uma sobrevelocidade em relação à velocidade de referência, quando o distúrbio de carga é retirado.

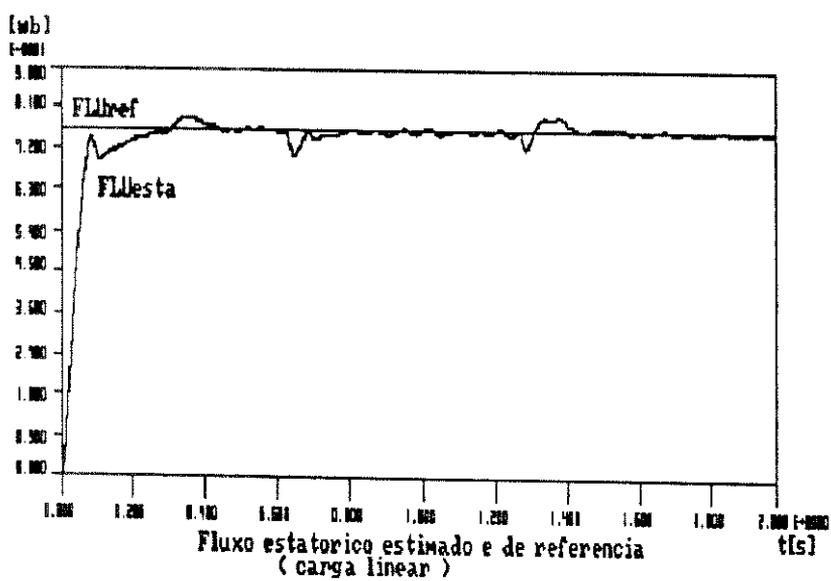
Ainda dos resultados das Figuras (4.12) e (4.13) pode-se observar que a malha de velocidade, apresenta uma atuação diferente para cada tipo de carga. Para a carga proporcional à velocidade, o sistema responde com uma desaceleração em um tempo menor do que aquele para carga potencial.

A sensibilidade da malha de velocidade à aplicação de distúrbio de carga deve-se ao fato de que a ordem de grandeza da constante de tempo mecânica do sistema é a mesma da constante de tempo elétrica do motor.

Dos resultados apresentados anteriormente, a resposta da malha de velocidade pode ser considerada satisfatória, onde o controle rigoroso de velocidade não é requisito básico. A resposta da malha poderá ser melhorada para sistemas que apresentarem constante de tempo mecânica com ordem de grandeza maior do que a da constante de tempo elétrica.

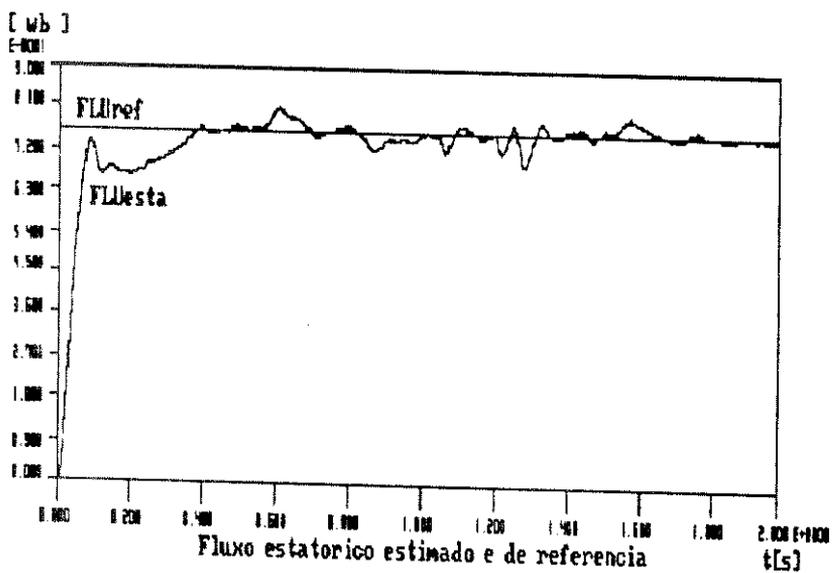
A partir dos resultados apresentados nas Figuras (4.14) e (4.15), nota-se que a malha de fluxo apresenta um comportamento melhor aos distúrbios de carga do que no processo da reversão da velocidade. Não se observa oscilações significativas na aplicação e retirada do distúrbio de carga.

Uma análise destes resultados, mostra que para a condição de distúrbio de velocidade, esta estratégia é mais eficiente, quando a carga acionada é do tipo proporcional à velocidade. Por outro lado, para condição de distúrbio de carga, esta estratégia se mostra mais eficiente, quando a carga acionada pelo motor é do tipo potencial.



carga proporcional a velocidade

Figura -(4.14)



carga potencial

Figura - (4.15)

4.4 - Resultado Experimental

Nesta seção é apresentada a Figura- (4.16), com a finalidade de ilustrar o desempenho real do sistema para a estratégia de controle proposta.

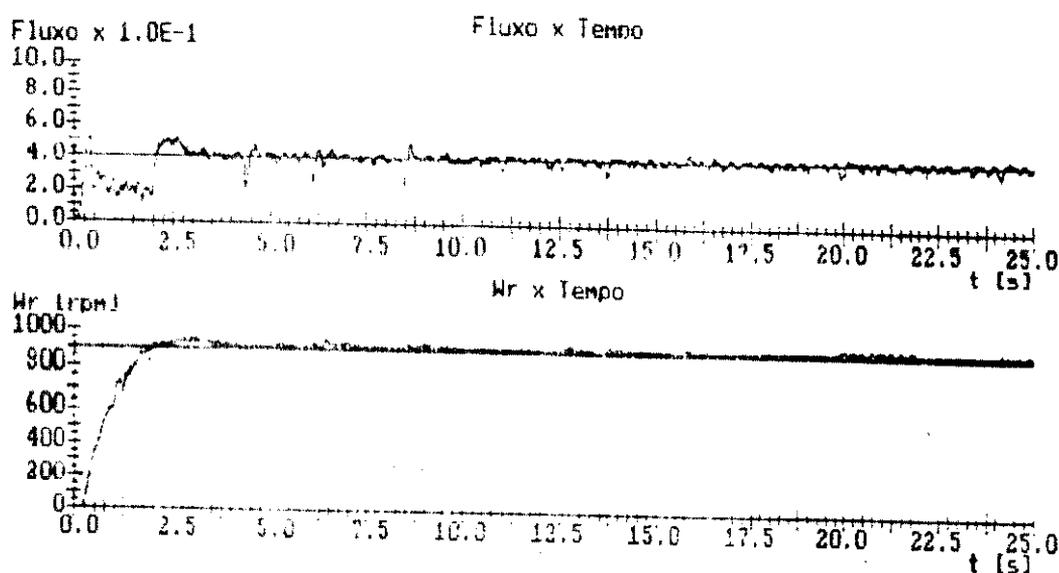


Figura -(4.16) (DUARTE - 1991)

Curva superior - Fluxo estatórico x Tempo e respectiva referência

Curva inferior - Velocidade no eixo do motor x Tempo e referência

Ela corresponde às saídas dos controladores de fluxo e de velocidade implementados via "software", gravadas em tempo real, para condições de fluxo nominal e uma dada velocidade de referência.

Este resultado juntamente com os obtidos na simulação mostram a viabilidade da estratégia de controle proposta.

4.5 -Conclusão

Neste capítulo estudamos o comportamento dinâmico do sistema de acionamento, quando sujeito a distúrbios na velocidade de referência e no conjugado de carga.

A partir dos resultados apresentados observa-se que o comportamento do sistema é pouco influenciado pelo tipo de carga. Assim sendo os ajustes dos controladores podem ser feitos para uma determinada condição de carga e velocidade. Todavia, um melhor comportamento dinâmico

do sistema pode ser obtido ajustando-se as constantes dos controladores para um tipo específico de carga.

Os resultados aqui apresentados, indicam uma perspectiva para o uso do cicloconversor em sistemas com comportamento dinâmico mais robusto. Porém em aplicações que exigem um alto grau de precisão e rapidêz de resposta, o cicloconversor de três pulsos, meia onda e comutação natural não é o mais adequado com a estratégia de controle adotada, uma vez que neste tipo de conversor, existe uma zona morta sobre a ação do controle, durante o período de condução dos "SCRs".

O bom desempenho do sistema se deve, em parte, à estrutura de comando cossenoidal modificada, conforme mostrado por Duarte & outros, (1990).

onde:

$A = a \times b$, área da espira

θ é o ângulo mecânico formado entre a normal ao plano da espira e o vetor densidade de fluxo Figura- (6.6).

O fluxo pode ser escrito

$$\phi = K \cdot A \cdot I_s \cdot \cos\theta = M \cdot I_s \cdot \cos\theta \quad (6.4)$$

com M representando o maior valor da indução mútua entre o estator e rotor.

Considerada a corrente de excitação, tem-se:

$$\phi = M \cdot I_{sc} (1 + m \sin\omega t) \cos\theta \quad (6.5)$$

A tensão induzida na espira devida à variação de fluxo é :

$$e = d\phi / dt = M \cdot I_{sc} \cdot \omega \cdot m \cdot \cos\omega t \cdot \cos\theta \quad (6.6)$$

e a corrente que circula na espira é:

$$i_e = \frac{M \cdot I_{sc} \cdot \omega \cdot m \cdot \cos\theta}{\sqrt{R_e^2 + (\omega L_e)^2}} \cdot \cos(\omega t - \varphi) \quad (6.7)$$

onde :

$$\varphi = \text{tg}^{-1} \frac{\omega L_e}{R_e}$$

R_e e L_e são a resistência e indutância da espira

Como resultado da presença da corrente i_e num campo magnético de densidade de fluxo B , surgem forças sobre os lados da espira. Estas forças estão indicadas na Figura- (6.7).

CAPÍTULO - V

CICLOCONVERSOR - ESTRUTURA HÍBRIDA

5.1 -Introdução

Neste capítulo serão apresentados a descrição, o funcionamento e os resultados de simulação de um cicloconversor com uma estrutura híbrida num sistema de alimentação de um motor de indução.

Além disto, será feita uma descrição dos métodos utilizados neste tipo de conversor que possibilitam controlar o fator de potência (de deslocamento) de um sistema de acionamento motor de indução cicloconvesor.

5.2 Descrição da Estrutura do Cicloconversor

Na Figura-(5.1) é ilustrado, sob forma de diagrama de blocos, a estrutura básica deste conversor híbrido para operar em comutação forçada.

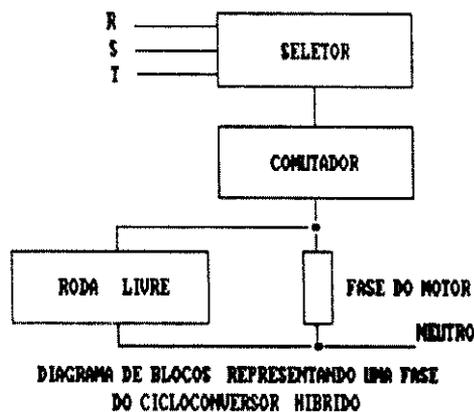


Figura-(5.1)

Nesta Figura, o "Bloco seletor" tem por função conectar a fase da rede de alimentação, selecionada pelo circuito de controle, ao "Bloco comutador". Já o "Bloco comutador" tem por função fazer a comutação

forçada dos "SCRs" utilizados no "Bloco seletor" e com isto interromper a fase da rede ligada à carga.

O "Bloco roda livre", incorporado à estrutura, tem por finalidade estabelecer um caminho para escoamento da energia armazenada sob forma de campo nas indutâncias da carga, no momento de abertura da fase ligada à carga.

A topologia representativa da estrutura descrita anteriormente, para uma dada fase do cicloconversor, é ilustrada na Figura-(5.2).

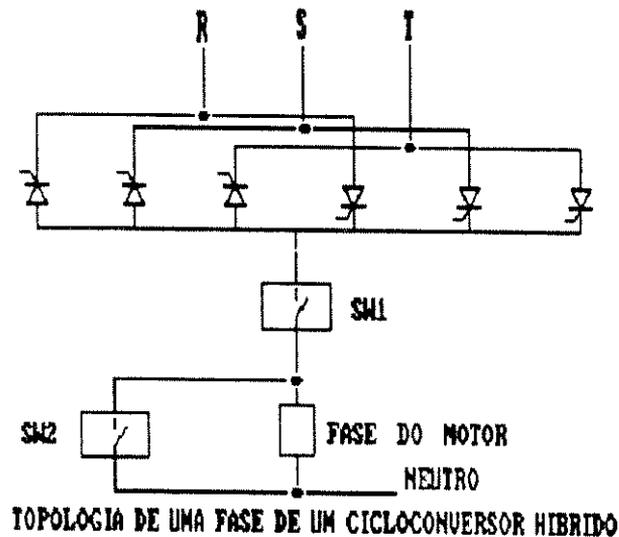
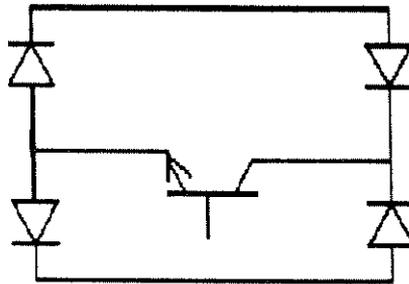


Figura-(5.2)

Na Figura-(5.2), o conjunto dos seis "SCRs" em topologia anti-paralela, realiza a função do "Bloco seletor".

Nesta Figura as chaves "sw1" e "sw2", correspondem respectivamente aos Blocos "comutador" e "roda livre". Na Figura-(5.3) é mostrada a topologia destas chaves. Segundo esta topologia o transistor de potência poderá funcionar em corrente alternada e também realizar a comutação forçada de maneira simples e segura dos "SCRs" do "Bloco seletor".



TOPOLOGIA DAS CHAVES SW1 E SW2

Figura-(5.3)

5.3 Funcionamento do cicloconversor híbrido

Neste conversor, um dado "SCR" será disparado no momento em que a tensão da rede a ele associada passar pelo valor zero e a extinção do mesmo, ocorrerá após a tensão aplicada à carga alcançar um valor médio desejado.

Durante o período em que o "SCR" se encontra em corte, a fase do motor é curto-circuitada pela chave "sw2", o que equivale à aplicação de uma tensão zero.

O diagrama de blocos do circuito de comando é apresentado no apêndice (A-5.1). O comando para o disparo do "SCR" ocorre quando o sinal de amostragem da tensão da rede, aplicado à entrada do comparador detetor de zero, for nulo.

Estando a modulante com polaridade positiva é necessário que a transição da tensão da rede associada ao "SCR" seja do semi-ciclo negativo para o positivo, e por outro lado estando a modulante com polaridade negativa, a transição deverá ocorrer em sentido contrário.

Se estas condições forem satisfeitas, ocorrerá uma comparação favorável, e o "SCR" correspondente àquela fase será disparado e o transistor associado a chave "sw1" será excitado, enquanto o transistor associado a chave "sw2" será levado ao corte. Nesta condição, a fase correspondente do motor ficará submetida à tensão da rede.

Simultaneamente o mesmo sinal de comando para o disparo do "SCR" é aplicado à entrada de uma chave analógica que tem por finalidade interligar o sinal de amostragem à entrada de um circuito integrador, cuja condição inicial é zero. O sinal de saída do integrador é representado pela expressão (5.1) dada a seguir:

$$V = V_p/\pi \int_0^{\omega t} \text{sen } \omega t \, d(\omega t) \quad (5.1)$$

Este sinal é comparado com aquele correspondente à tensão modulante.

Quando a integral do sinal de amostragem se tornar em termos absolutos maior que a tensão da modulante, os pulsos de disparo do "SCR" serão bloqueados, e o transistor associado a chave "sw1" será levado ao corte, forçando a comutação do "SCR", ao mesmo tempo que o transistor da chave "sw2" é excitado, possibilitando ao motor operar em roda livre.

Ao iniciar a comutação do "SCR", a chave analógica é aberta, desconectando o sinal de amostragem da tensão da rede da entrada do integrador. Neste instante, o capacitor do circuito do integrador é descarregado.

O circuito de potência permanecerá neste estado até que ocorra nova comparação, quando dará início ao processo descrito anteriormente.

5.4 Controle do fator de potência (fator de deslocamento)

O cicloconversor estudado nos capítulos anteriores, tem inerentemente ao seu princípio de funcionamento, em relação à rede de alimentação, característica de fator de potência (fator de deslocamento) indutivo, independente da carga ligada aos seus terminais. Tal característica será mais acentuada, quanto maior for o ângulo da tensão em que ocorre o disparo do "SCR". Cabe ressaltar que ao se falar em fator de potência (fator de deslocamento), quando se refere a cicloconversor, estamos nos referindo à componente fundamental da corrente da rede de alimentação.

Já o cicloconversor de estrutura híbrida tem uma característica de fator de potência (fator de deslocamento) capacitivo, inerente ao seu funcionamento.

Na Figura-(5.4) é ilustrada esta característica tomando-se a corrente e a tensão de uma fase da rede.

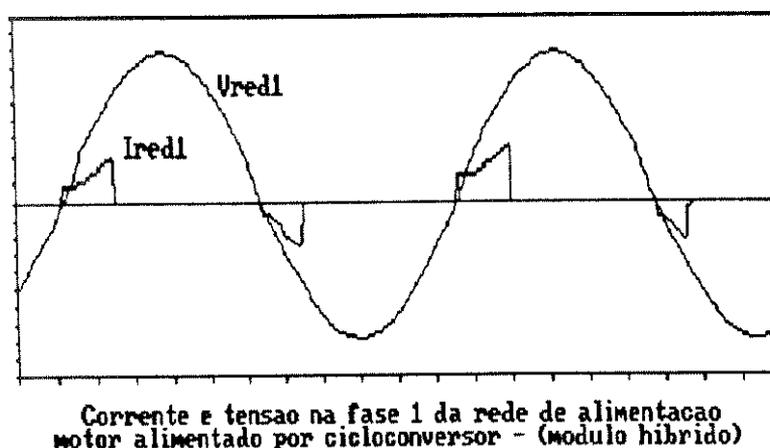


Figura-(5.4)

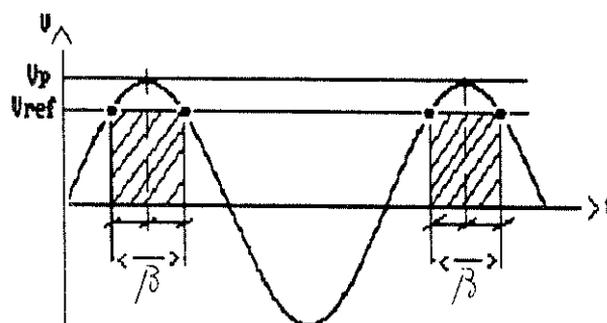
Pode-se notar com auxílio desta Figura, que a componente de 1^o harmônico da onda de corrente da rede estará adiantada em relação a onda da tensão da fase correspondente.

Nesta topologia quanto maior for o ângulo de condução, o fator de potência (fator de deslocamento) será menos capacitivo.

Outro aspecto a ser ressaltado, é que uma carga com característica indutiva, será sempre refletida para a rede de alimentação, com fator de potência (fator de deslocamento) capacitivo.

Com auxílio da estrutura híbrida é possível obter um conversor com característica resistiva refletida no sistema de alimentação. Para se conseguir esta característica torna-se necessário utilizar um mecanismo de controle que permita o disparo e o corte dos "SCRs",

centrado no pico da tensão da rede como ilustrado na Figura-(5.5).



METODOLOGIA DE DISPARO CENTRADO

Figura-(5.5)

Pode-se ver com auxílio da Figura-(5.5) que este método de controle possibilita uma simetria da corrente, de modo que a componente fundamental da corrente seja refletida na rede, como uma carga com característica resistiva.

Este modo de controle poderá ser denominado como "controle por modulação de largura de pulso". Neste mecanismo a amplitude da tensão é controlada pela largura da pulso ou seja, pelo ângulo de condução " β " indicado na Figura-(5.5).

Na Figura-(5.6) é ilustrado de forma simplificada o modo de controle.

Nesta Figura o sinal da tensão modulante é subtraído de uma tensão fixa, de modo tal que, quando seu valor estiver em zero, o resultado da subtração será o valor de pico da tensão amostrada da fase da rede sob controle, e quando a modulante estiver em seu valor máximo, o resultado será igual ao valor de pico da tensão da rede multiplicado por seno de 30° , que corresponde à interseção das senóides do sistema trifásico. Assim :

$$V_{mp} = 0.5 V_{PR} \quad (5.2)$$

$$V_{cc} = V_{PR} \quad (5.3)$$

$$V_c = V_{cc} - 0.5V_{PR} \times F_m(t) \text{ no semi-ciclo positivo} \\ F_m(t) \geq 0 \quad (5.4)$$

$$V_c = -V_{cc} + 0.5V_{PR} \times F_m(t) \text{ no semi-ciclo negativo} \\ F_m(t) < 0 \quad (5.5)$$

onde:

$F_m(t)$ é uma função modulante em "pu" $|F_m(t)| \leq 1$

V_{mp} é o valor de pico da tensão modulante

V_{PR} é o valor de pico da tensão da rede amostrada

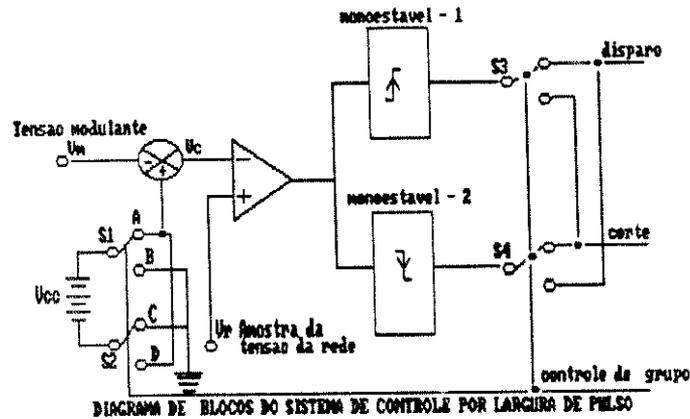


Figura-(5.6)

O sinal resultante da subtração será o sinal V_c , que comparado com o sinal amostrado da tensão da rede V_R , dará origem ao diagrama de temporização ilustrado na Figura-(5.7), para o semi-ciclo positivo da tensão modulante.

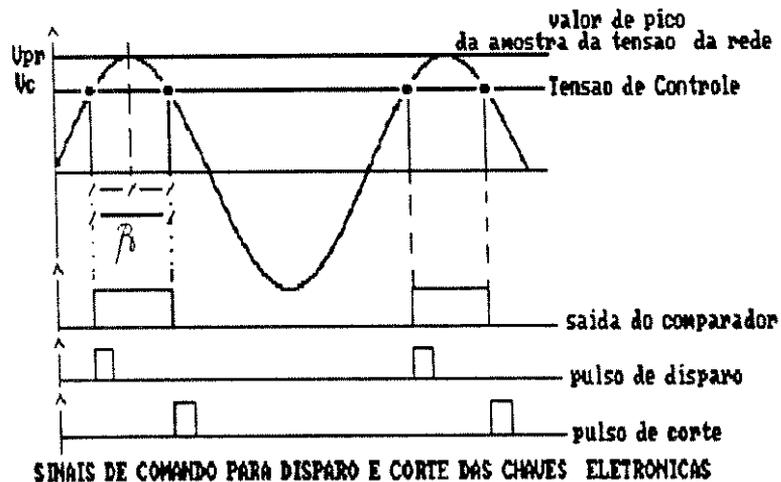


Figura-(5.7)

Assim quando o "monoestável-1" da Figura-(5.6) é gatilhado na borda de subida do sinal de saída do comparador, o "SCR" correspondente

à fase é gatilhado, o transistor da chave "sw1" é levado à saturação, e o transistor da chave "sw2" é levado ao corte. Situação que permanece até que ocorra a transição do nível alto para nível baixo na saída do comparador, o que faz com que o "monoestável-2" seja disparado, forçando o transistor da chave "sw1" ir para o corte, enquanto o transistor da chave "sw2", é saturado até que ocorra um novo pulso no "monoestável-1".

No semi-ciclo negativo da tensão modulante, o sinal de controle de grupo atua nas chaves "s1" e "s2" da Figura-(5.7), fechando a chave "s1" na posição "b" e a chave "s2" na posição d.

5.5 - Resultados de simulação

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação do cicloconversor estrutura híbrida alimentando um motor de indução.

Utilizou-se o mesmo programa desenvolvido para as simulações apresentadas nos capítulos anteriores, com pequenas modificações no procedimento de comparação para os grupos positivo e negativo conforme descrito na seção 5.3.

Na Figura-(5.8) é mostrado o resultado de simulação para corrente da rede de alimentação e tensão da rede, para o sistema operando com uma frequência de saída de 3.5Hz. Já na Figura-(5.9) é apresentado para as mesmas grandezas, porém, para frequência de saída do conversor de 20Hz.

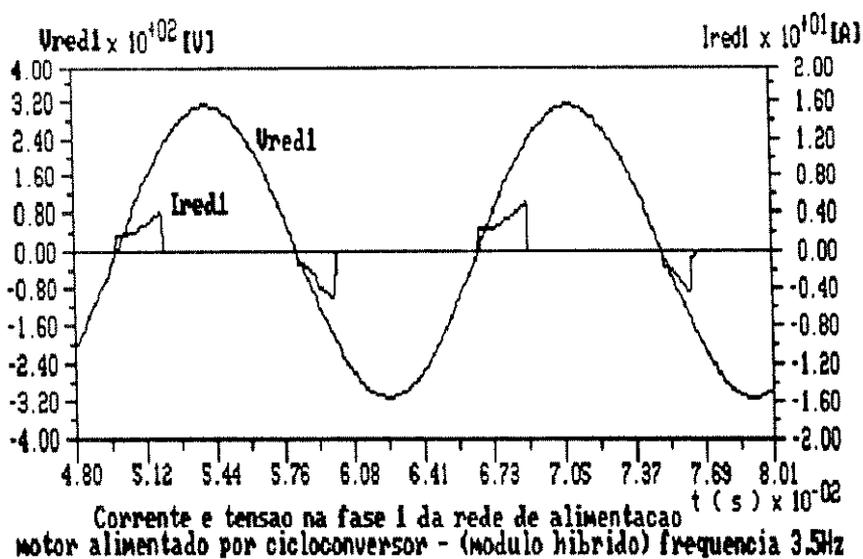


Figura-(5.8)

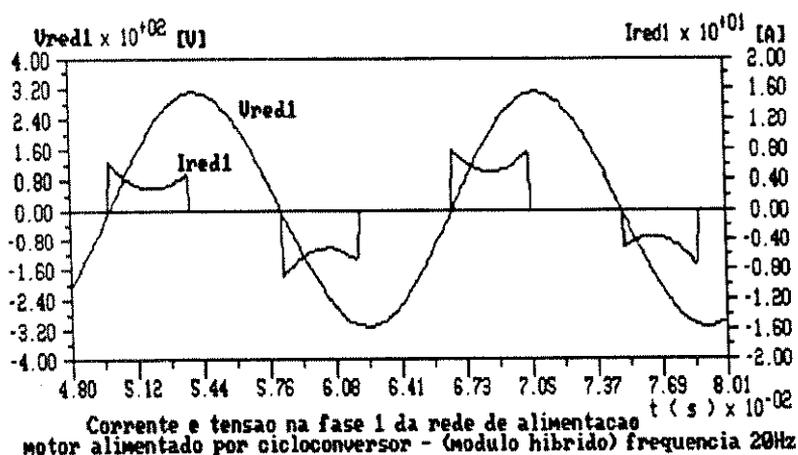


Figura-(5.9)

A partir destas Figuras, pode-se notar que o conversor comporta-se para o sistema de alimentação, como uma carga capacitiva. Outra observação que pode ser feita com relação a estes resultados, é o aumento do conteúdo de harmônicos na corrente da rede, à medida que a frequência de saída do conversor é aumentada. Tal característica é inerente ao próprio princípio de funcionamento do cicloconversor, conforme descrito por Pelly et alli(1971).

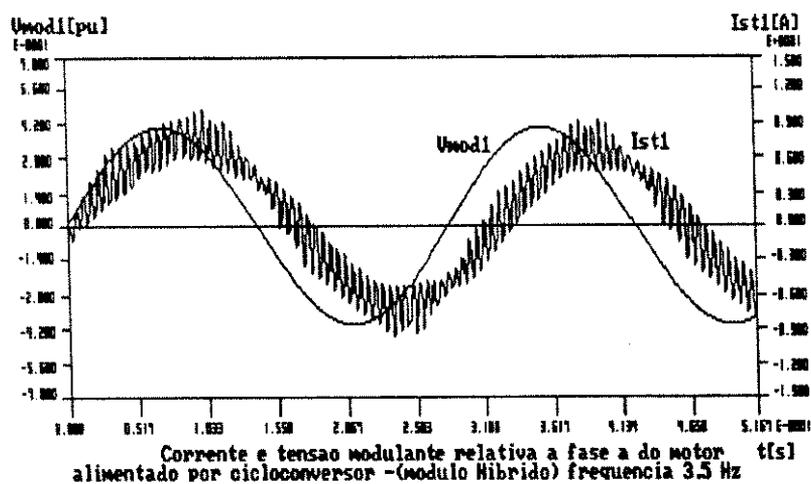


Figura-(10)

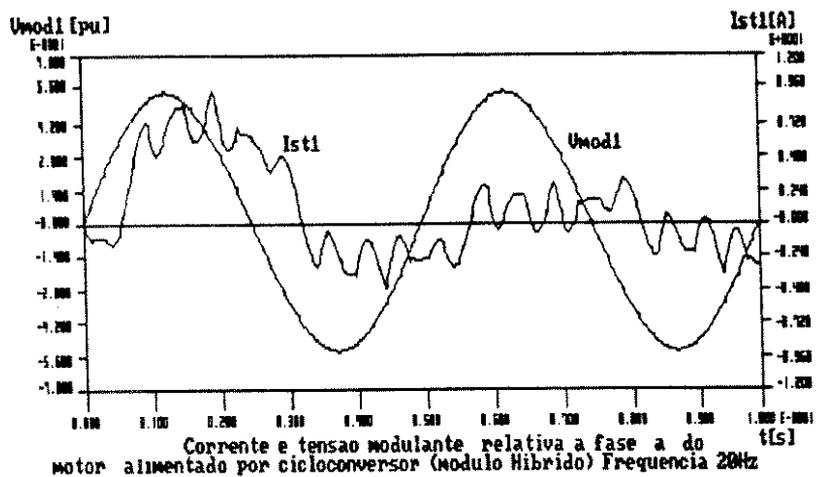


Figura-(11)

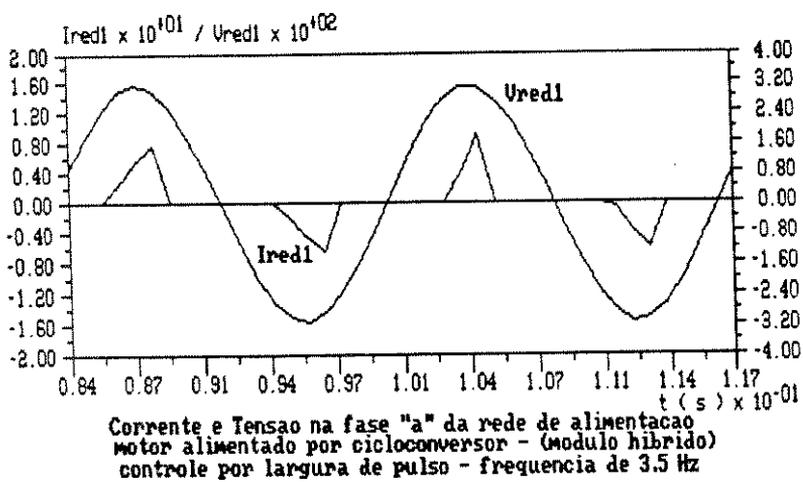


Figura -(5.12)

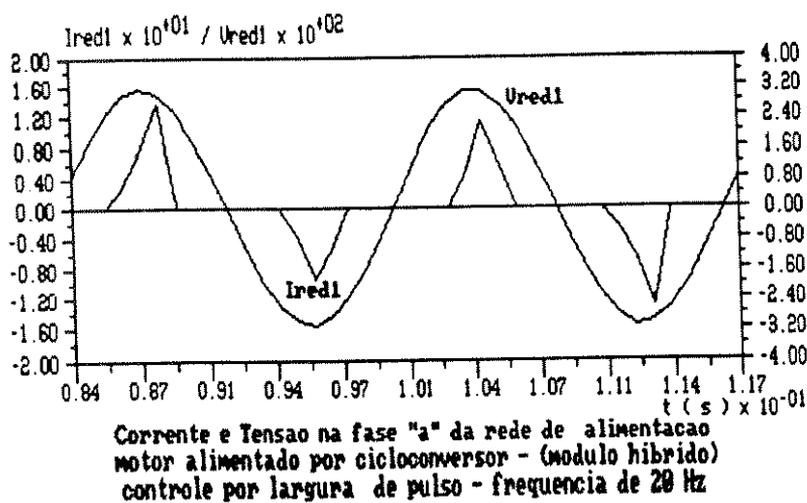


Figura -(5.13)

Nas Figuras-(5.10) e (5.11) estão ilustrados os resultados da simulação para as frequências de 3.5 e 20Hz, relativa à corrente na fase do motor, e tensão modulante correspondente à fase do motor. Nestas Figuras pode-se observar a característica indutiva da carga, quando é tomada a tensão modulante como referência para componente fundamental da tensão aplicada ao motor.

Nas Figuras (5.12) e (5.13) estão ilustrados os resultados da simulação do conversor híbrido direto de frequência, com controle por modulação da largura de pulso, para as frequências de 3.5 e 20 Hz.

Pode-se notar a partir destes resultados que para este modo de controle, obteve-se um conversor com característica de fator de potência (fator de deslocamento) próximo do unitário.

Os resultados apresentados na Figuras (5.12) e (5.13) abrem a perspectiva de obtermos um conversor com característica de fator de potência (fator de deslocamento) unitário. Isto pode ser conseguido, adiantando-se o ponto inicial de disparo, o que implicará no deslocamento da faixa de condução para a esquerda, possibilitando o conversor operar com a característica desejada.

Nas Figuras-(5.14), e (5.15) são ilustradas as curvas de conjugado desenvolvidas pelo motor de indução, quando alimentado através do cicloconversor estrutura híbrida, nas frequências de 3.5 e 20 Hz.

Pode-se notar um maior nível de ruído de conjugado nos resultados relativos à operação em baixa frequência. O nível de ruído é mais pronunciado em baixa frequência de alimentação, devido ao chaveamento dos transistores da chave "sw1" ser numa frequência de aproximadamente cinquenta e uma vezes maior do que a frequência de alimentação do motor.

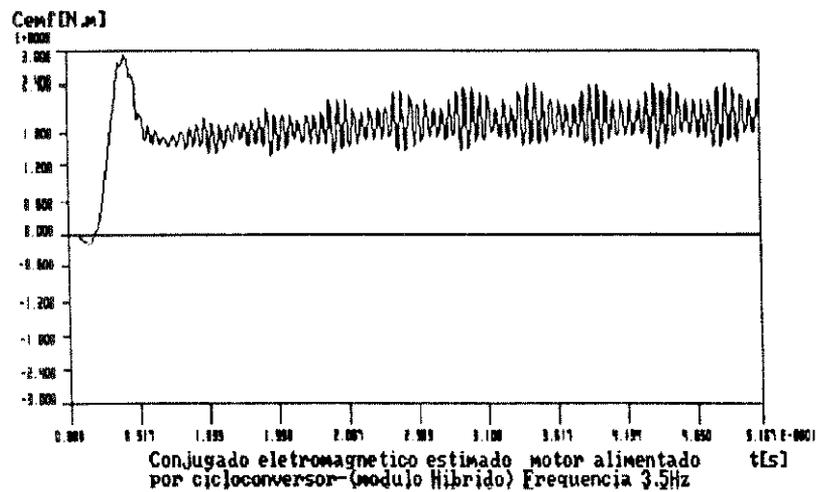


Figura-(5.14)

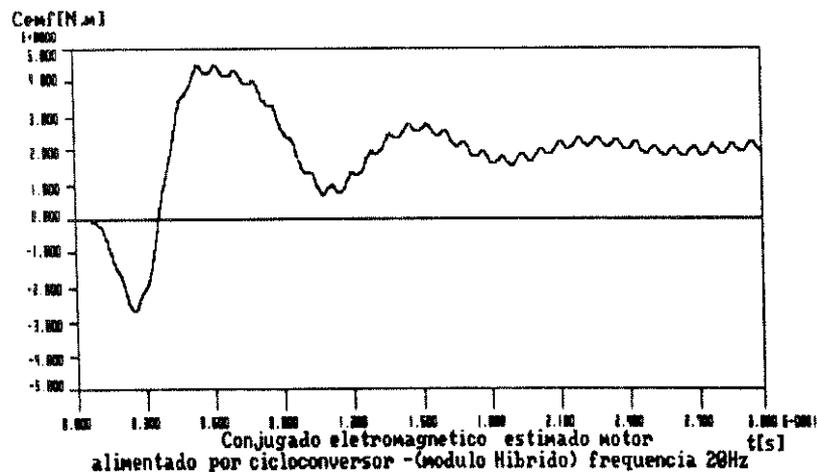


Figura-(5.15)

5.6 Conclusão

Apesar deste conversor apresentar aparentemente um custo mais elevado do que o cicloconversor de três pulsos a comutação natural, pode-se, a partir dos resultados de simulação, ressaltar o melhor desempenho deste conversor em termos de fator de potência (fator de deslocamento) para o sistema de alimentação, do que o cicloconversor de três pulsos. Assim, será mais indicada a utilização do mesmo, onde se deseja melhorar o fator de potência (fator de deslocamento) das instalações industriais para os acionamentos elétricos a frequência variável.

O conteúdo harmônico na corrente da rede aumenta, à medida que a frequência de saída do conversor aumenta.

A utilização da técnica de controle por largura de pulso proposta, possibilita obter um conversor direto de frequência com controle de fator de potência (fator de deslocamento).

CAPÍTULO VI

MODO DE OPERAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO COMO MOTOR DE PASSO

Constatamos casualmente que o motor de indução podia operar neste modo, por causa de uma falha apresentada no oscilador de referência quando o motor estava sendo alimentado pelo cicloconversor. A possibilidade de acionamento do motor de indução com a versatilidade do controle de posição do motor de passo, pode ser muito interessante em aplicações industriais, onde se necessita de motores de maiores conjugados com grandes ângulos de passo, tensões elevadas, simplicidade e o baixo custo do acionamento A.C, o que não ocorre com os motores de passo convencionais.

Serão apresentados o estado da arte sobre a operação do motor de indução como motor de passo, uma análise teórica que evidencia ser o conjugado de retenção devido à distribuição não senoidal da força magnetomotriz no entreferro e simulações que mostram o funcionamento como motor de passo para diversos sistemas de acionamento.

6.1- Estado da Arte -

Em 1981 Hore desenvolveu um transformador e reator variável (British Patent 1433.402) que posteriormente teve descobertas suas propriedades de motor de passo. Com isto foram abertos novos caminhos de desenvolvimento do motor de indução, baseando-se no transformador com o secundário em curto-circuito e girante, que foi denominado de "motor parafluxo" (British Patents 1485154-1485304). Sua construção é similar a do motor de indução de rotor em gaiola. Todavia, as espiras em curto-circuito no rotor são arranjadas de maneira a ficarem em paralelo

umas com as outras (e não um arranjo de espiras em curto-circuito formando circunferência contínua como nos rotores em gaiola). Os enrolamentos do estator são dispostos da mesma maneira que na máquina de indução convencional, para formar os polos e as fases. O rotor tem sua construção conforme ilustrado na Figura-(6.1) (modelo de Hore).

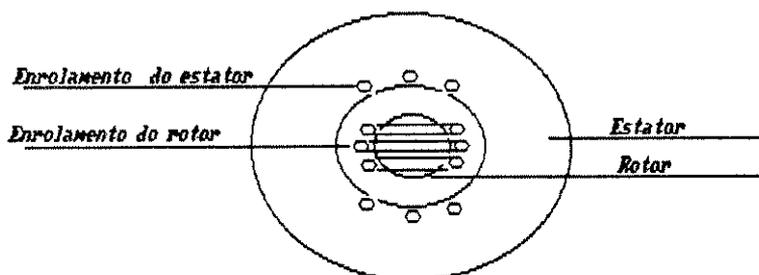


Figura-(6.1) (Modelo de Hore -1981)

Posicao do rotor de minimo enlace com o enrolamento do estator

Na proposta de Hore(1981) as fases do estator seriam excitadas, separadamente, por uma fonte monofásica (através de "SCR"s ou "TRIAC"s), numa dada sequência, resultando com isto num campo alternativo estacionário alinhado com o eixo da fase excitada do estator. O campo girante seria produzido como uma consequência do chaveamento consecutivo das fases do estator, resultando na ação de passo. A corrente induzida no rotor pela ação do campo estacionário tem a frequência da rede, e varia com o deslocamento angular do rotor. Ao contrário do motor de indução em gaiola, em que a variação do acoplamento entre os enrolamentos do estator e rotor com o deslocamento angular do rotor deve ser mínima, para o desempenho consistente de partida.

No "motor parafluxo" esta variação do acoplamento deve ser maximizada para a ação efetiva de passo.

Quando as espiras em curto do rotor estão em paralelo com o eixo do fluxo, não existe acoplamento magnético, o conjugado é nulo, a reatância do estator é máxima e a corrente no estator é mínima. Por outro lado, deslocando-se o plano dos loops do rotor de 90° elétricos, obtém-se o máximo acoplamento, máxima corrente, e mínima reatância do estator, mas o conjugado é novamente zero. Esta corresponde à posição de passagem na posição instável.

As variações do enlace de fluxo do estator com os laços de corrente do rotor, do conjugado e da corrente no estator com a posição angular do rotor são ilustradas nas Figuras-(6.2) e (6.3).

A característica de conjugado x posição angular do rotor apresentada na Figura-(6.3) mostra o conjugado de retenção desenvolvido pelo motor como função da posição angular.

O comportamento do fluxo do estator e o do rotor em função da posição angular é apresentado na Figura-(6.4).

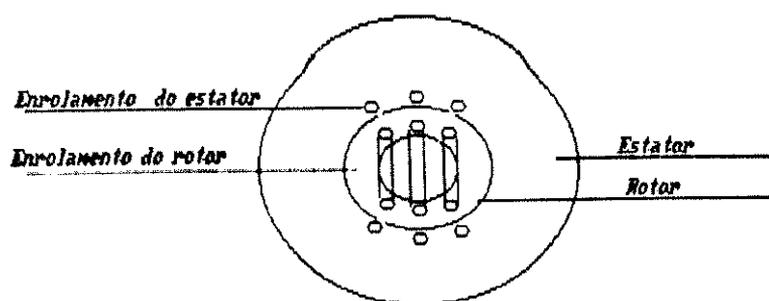


Figura-(6.2) (Modelo de Hore -1981)
Posição do rotor de máximo enlace com o enrolamento do estator
Posição instável de conjugado nulo

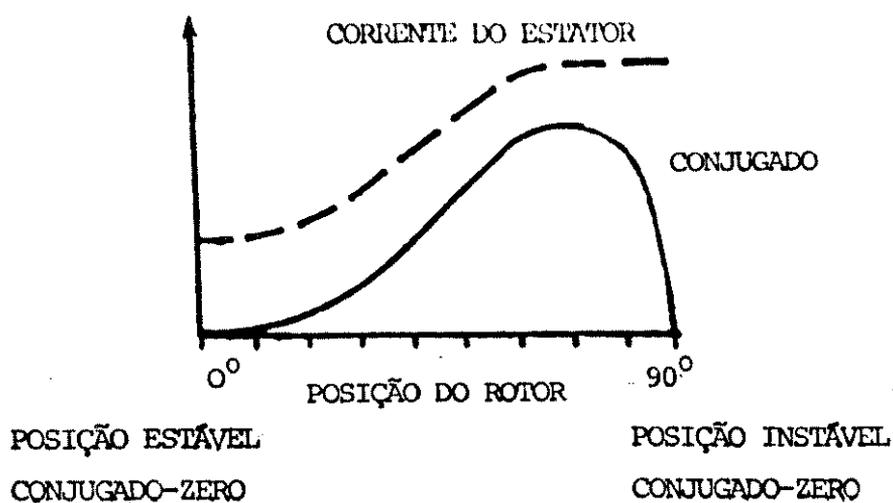


Figura-(6.3) (Hore-1981)

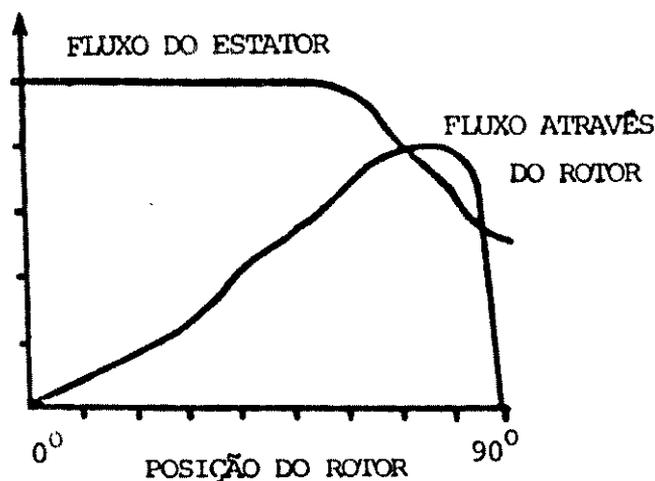


Figura-(6.4)(Hore-1981)

Outras propostas de motor de passo semelhantes em certos sentidos a motor de indução podem ser citadas. Kelemen e outros(1982)propuseram um motor especial com uma combinação estrutural entre um motor "stepping", relutância variável e um motor assíncrono trifásico. Procurou-se com isto associar precisão de movimento do motor "stepping" com a alta velocidade dos motores A.C.

Construtivamente, o estator deste motor é idêntico ao do motor "stepping" de relutância variável, com os enrolamentos de cada fase colocados sobre polos diametralmente opostos, com as faces ranhuradas. O rotor do motor contém uma gaiola cujas barras são colocadas em ranhuras ao longo do rotor com suas extremidades fechadas por anéis, correspondendo portanto, ao rotor em gaiola de um motor de indução convencional.

6.2 Modelagem do motor

Mestha (1986) propôs um modelo matemático para investigar o desempenho do "motor parafluxo" proposto por Hore(1981), no modo de passo, em regime permanente e dinâmico, segundo vários modos de excitação, por meio de simulação digital. Comparou os resultados obtidos na simulação com resultados experimentais, constatando a validade do modelo matemático desenvolvido.

Mestha constatou que a produção de conjugado num motor de indução stepping depende do conteúdo harmônico da F.M.M dos enrolamentos do estator e do rotor. Propôs mudanças na estrutura do enrolamento do "motor parafluxo" de Hore, utilizando-se dois enrolamentos sobre o rotor, sendo que estes foram dispostos de maneira que seus eixos magnéticos ficassem em quadratura, como ilustrado na Figura-(6.5).

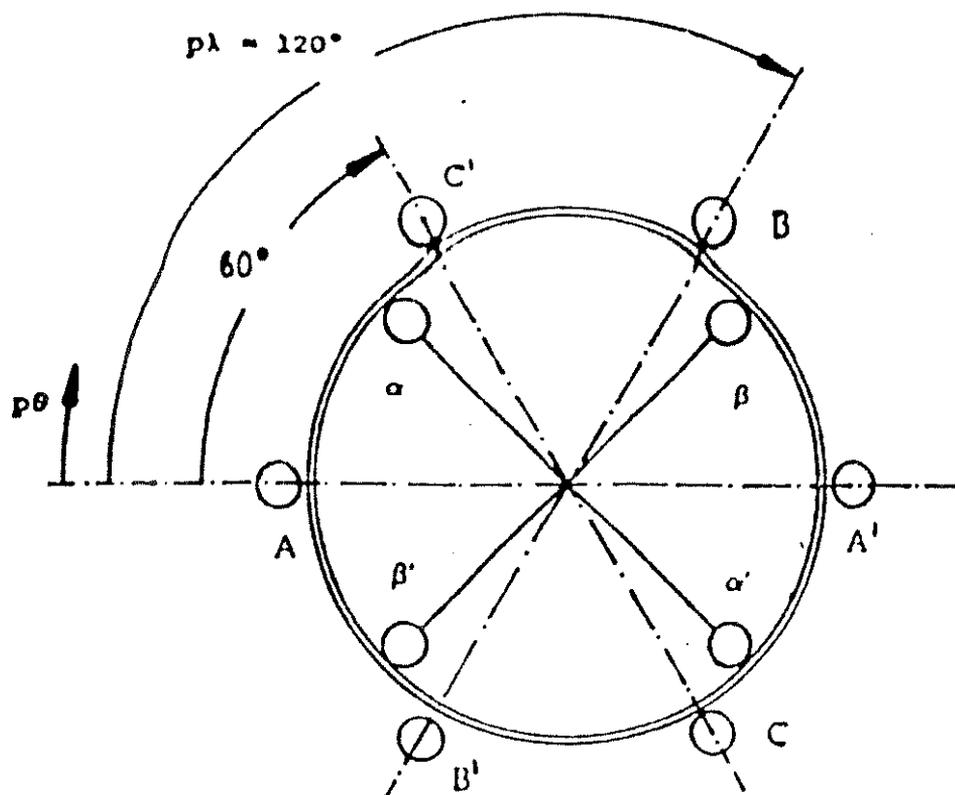


Figura-(6.5)(Mestha-1986)

O autor constatou que esta mudança proporcionou redução da oscilação (ripple) de conjugado em torno do conjugado médio máximo de saída (ou conjugado "pull-out") e que o conjugado máximo de carga inicial (o conjugado real disponível para acionar a carga a partir do repouso) era aumentado, comparado com aquele desenvolvido pelo motor com apenas um enrolamento no rotor (motor parafluxo de Hore).

Das observações de seu trabalho Mestha estabeleceu uma relação geral para o ângulo de passo para o modelo do "motor parafluxo":

$$\theta_s = 180 / (2 p q r) \quad (\text{graus mecânicos}) \quad (6.1)$$

onde: θ —→ ângulo de passo do motor em graus mecânicos;
 p —→ número de polos do estator;
 q —→ número de fases do enrolamento do estator;
 r —→ número de par de grupo de enrolamento do rotor
 mutuamente perpendicular por par de polos;
 $r = 0.5$ no caso de apenas um enrolamento
 sobre o rotor;

Para o entendimento da operação do motor de indução como motor de passo quando alimentado pelo cicloconversor, será analisado inicialmente o sistema apresentado na Figura-(6.6).

Nesta Figura uma espira condutora livre de movimento em torno do seu eixo está posicionada entre dois polos magnéticos.

O campo magnético é produzido por duas fontes ligadas em série, sendo que uma das fontes é contínua e a outra é alternada. A situação, representada na Figura-(6.6), se assemelha à condição do motor de indução alimentado pelo cicloconversor, no que se refere ao sistema de excitação. Nesta condição cada fase do motor é alimentada por três fases da rede, sendo que a tensão aplicada às fases do estator são segmentos de tensões senoidais da rede com polaridades unidirecionais, o que corresponderá a aplicar pulsos de tensões retificadas ao enrolamento do estator. A partir da estratégia de geração de pulsos de comando de disparo dos "SCR's" descrita nos capítulos II e III, haverá momento em que duas fases do motor estarão alimentadas por tensões das mesmas fases da rede com as mesmas polaridades, enquanto que a terceira fase do motor estará alimentada por tensões de fases da rede de polaridades contrárias. Também poderá ocorrer a situação em que apenas duas fases do motor são excitadas com tensões de fases diferentes da rede e com polaridades contrárias. O resultado final, é de um campo pulsante unidirecional, estacionário no espaço em relação ao rotor. Isto é conseguido parando-se a contagem do contador no circuito do oscilador de referência, o que acarretará tensões modulantes de saída no oscilador de referência de valores e polaridades constantes, pelo seu princípio de funcionamento.

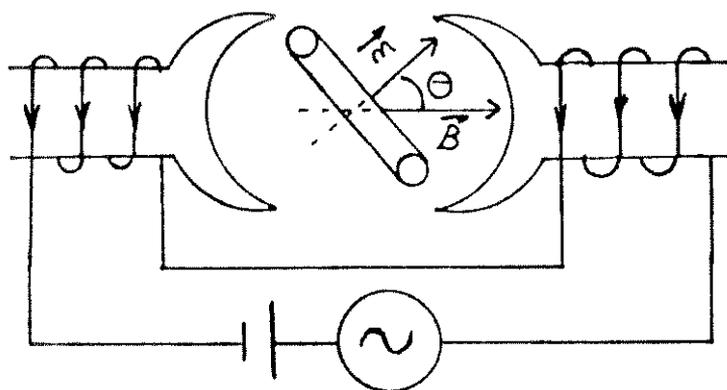


Figura-(6.6)

Devido à ação deste campo pulsante nas barras da gaiola do rotor serão induzidas correntes, que por sua vez irão produzir uma *f.m.m* resultante de rotor.

O fluxo magnético entre os polos, tem duas componentes, sendo uma alternada e a outra contínua.

A seguir são analisados os efeitos destas componentes de fluxo sobre a espira magneticamente equivalente.

Supondo que a corrente no enrolamento de excitação seja dada por:

$$I_s = (1 + m \sin \omega t) I_{sc} \quad (6.2)$$

$$\text{com } m = I_{sAC} / I_{sc}$$

sendo a relação entre o valor de pico da corrente alternada I_{sAC} e a corrente contínua I_{sc} , a indução magnética através da espira é:

$$B = K I_s \quad (6.3)$$

e o fluxo concatenado

$$\phi = A \cdot B \cdot \cos \theta$$

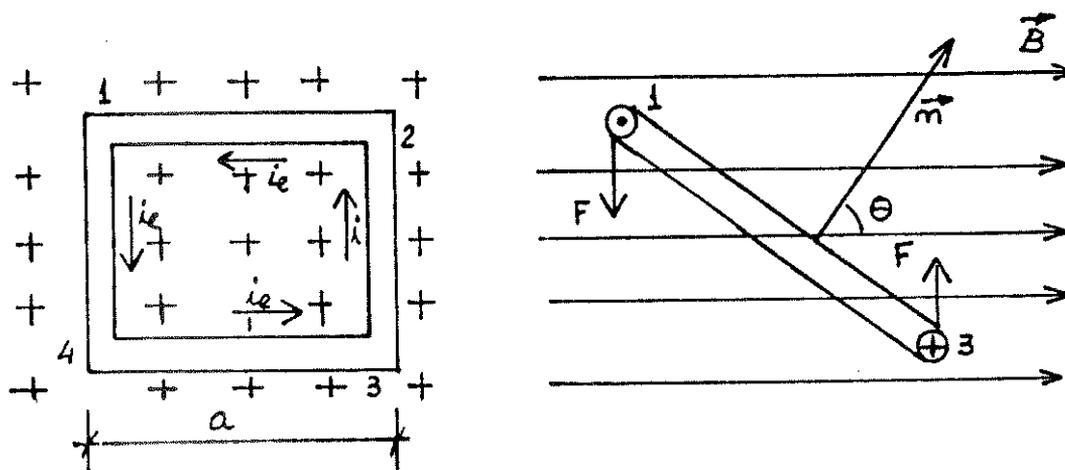


Figura-(6.7)

As forças que atuam sobre os lados 2 e 4 da espira se cancelam. Já as que atuam sobre os lados 1 e 3 da espira têm o sentido opostos e mesma intensidade, produzindo um conjugado resultante dado por:

$$C = 2(i_e \cdot a) B \cdot b/2 \quad (6.8)$$

ou

$$C = A \cdot B \cdot i_e \cdot \text{sen } \theta = M \cdot I_s \cdot i_e \text{ sen } \theta \quad (6.9)$$

Substituindo a expressão de i_e na expressão (6.9) tem-se :

$$C = (1/2) \left[\frac{M^2 \cdot I_{sc}^2 (1 + m \text{sen} \omega t) m \omega}{\sqrt{R_e^2 + (\omega L_e)^2}} \right] \cos(\omega t - \varphi) \text{sen} 2\theta \quad (6.10)$$

e o conjugado médio dado pela expressão :

$$C_{\text{médio}} = \frac{1}{T} \int_0^T C(t) dt \quad (6.11)$$

onde : $T = \frac{2\pi}{\omega}$

será :

$$C_{\text{médio}} = \frac{M^2 \cdot m^2 \cdot I_{\text{sc}}^2 \cdot \omega}{4 \sqrt{R_e^2 + (\omega L_e)^2}} \cdot \text{sen} \varphi \text{ sen} 2\theta \quad (6.12)$$

ou, considerando que

$$\text{sen} \varphi = \frac{\omega \cdot L_e}{\sqrt{R_e^2 + (\omega L_e)^2}}$$

$$C_{\text{médio}} = \frac{M^2 \cdot m^2 \cdot I_{\text{sc}}^2 \cdot \omega^2 \cdot L_e}{4 [R_e^2 + (\omega L_e)^2]} \cdot \text{sen} 2\theta \quad (6.13)$$

O conjugado médio varia com a relação $(R_e / \omega L_e)$, sendo maior se esta relação for pequena e com o ângulo formado entre o plano da espira e o vetor densidade de fluxo.

Com relação ao ângulo θ , o conjugado é nulo se a espira for paralela ($\theta = \pm \pi/2$) ou perpendicular ($\theta = 0$ ou Π) ao vetor B.

A observação da Figura-(6.7), juntamente com aplicação da regra da mão direita, mostra que na posição paralela o equilíbrio é estável e na perpendicular é instável.

O conjugado depende de :

$$m^2 \cdot I_{\text{sc}}^2 = I_{\text{sAC}}^2$$

Isto é, só depende da amplitude da componente alternada da corrente de excitação. O papel da componente contínua é de freio

eletromagnético ; sem ela o sistema poderia se comportar como motor monofásico.

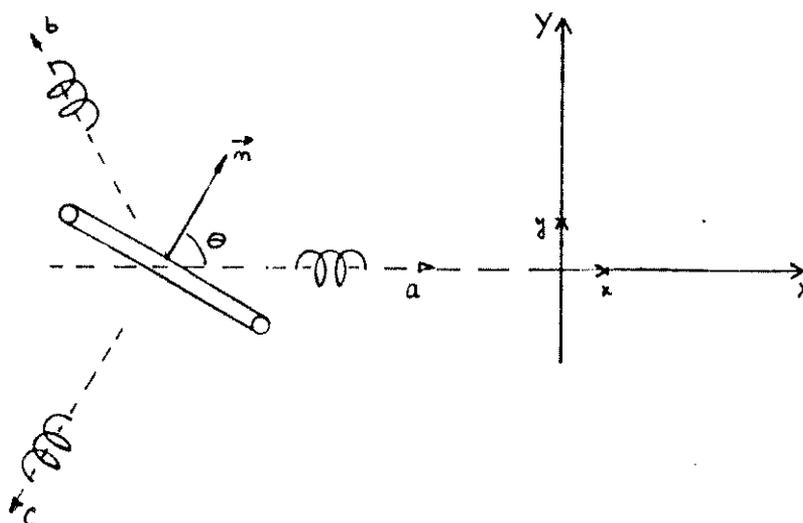


Figura-(6.8)

Considerando agora um sistema com estator trifásico Figura-(6.8) no qual as correntes obedeçam à lei:

$$I_{SA} = I_s \cos \psi$$

$$I_{SB} = I_s \cos (\psi - 120) \quad (6.14)$$

$$I_{SC} = I_s \cos (\psi + 120)$$

onde:

I_s tem a mesma expressão anterior

$$I_s = I_{SC} [1 + m \sin \omega t]$$

I_{SA} , I_{SB} e I_{SC} são as correntes nas bobinas da fase A, B e C do estator.

Considerando os vetores unitários \mathbf{x} , \mathbf{y} segundo os eixos x e y , o vetor indução magnética através da espira será a soma dos vetores \mathbf{B}_A , \mathbf{B}_B e \mathbf{B}_C devido às três fases do estator:

$$\mathbf{B}_A = K \cdot I_s \cos \psi \mathbf{x}$$

$$\mathbf{B}_B = K \cdot I_s \cos (\psi - 120) \left\{ \cos(120) \mathbf{x} + \sin(120) \mathbf{y} \right\} \quad (6.15)$$

$$\mathbf{B}_C = K \cdot I_s \cos (\psi + 120) \left\{ \cos(-120) \mathbf{x} + \sin(-120) \mathbf{y} \right\}$$

ou

$$\begin{aligned} \mathbf{B} &= \mathbf{B}_A + \mathbf{B}_B + \mathbf{B}_C = \\ \mathbf{B} &= (3/2) K I_s \left[\cos\psi \mathbf{x} + \sin\psi \mathbf{y} \right] \end{aligned} \quad (6.16)$$

O vetor \mathbf{B} indução magnética resultante tem o módulo $(3/2) K I_s$ e é dirigido na direção ψ .

O fluxo concatenado com a espira será dado por :

$$\phi = A \cdot \mathbf{B} \cos(\theta - \psi)$$

ou

$$\phi = (3/2) M \cdot I_s \cdot \cos \delta$$

onde: $M = K A$

$\delta = \theta - \psi$, é o ângulo entre a normal à espira e o vetor indução resultante.

O mesmo procedimento leva ao conjugado médio :

$$C_{\text{médio}} = \frac{g}{4} \frac{M^2 \cdot I_{SC}^2 \cdot m^2 \cdot \omega}{\sqrt{R_e^2 + (\omega L_e)^2}} \cdot \sin\varphi \cos 2\delta \quad (6.17)$$

ou ainda

$$C_{\text{médio}} = \frac{g}{4} \frac{M^2 \cdot I_{SC}^2 \cdot m^2 \cdot \omega^2 \cdot L_e}{\left[R_e^2 + (\omega L_e)^2 \right]} \cdot \sin 2\delta \quad (6.18)$$

O conjugado máximo depende diretamente da amplitude da corrente alternada de excitação $I_{SAC} = m \cdot I_{SC}$.

Novamente o papel da componente contínua é de freio eletromagnético.

O conjugado é nulo e o equilíbrio é estável se :

$$\delta = \pm \Pi/2 \text{ ou } \theta = \psi \pm \Pi/2$$

A ação de passo se obtém por ajuste das correntes nas fases em função de ψ .

É claro que o magnetismo residual presente no núcleo do rotor

poderá contribuir com uma parcela de conjugado, quando associado à componente contínua das correntes de excitação.

O desenvolvimento apresentado não é entretanto suficiente para explicar o funcionamento do motor de indução como motor de passo.

Assim, se forem colocadas no rotor duas espiras em quadratura os respectivos ângulos δ_1 e δ_2 serão relacionados por:

$$\delta_2 = \delta_1 + \Pi/2$$

e portanto o conjugado total médio terá duas parcelas que se anulam :

$$C_{\text{médio}} = \frac{9}{4} \frac{M^2 \cdot I_{\text{sc}}^2 \cdot m^2 \cdot \omega^2 \cdot L_e}{[R_e^2 + (\omega L_e)^2]} \cdot [\text{sen}2\delta_1 + \text{sen}2\delta_2] = 0$$

Com três espiras deslocadas de 120° os ângulos serão relacionados por : $\delta_2 = \delta_1 + 120$ e $\delta_3 = \delta_1 - 120$

Novamente o conjugado total é nulo. Em geral para qualquer número de espiras simetricamente distribuidas o conjugado é nulo.

Para obter conjugado será necessário considerar deformações das linhas de campo o que de fato ocorre se há núcleo de ferro no rotor. Mas o método de cálculo deve ser modificado.

A partir do princípio de conversão da energia pode-se escrever para a máquina

$$d [W_{\text{mec}}] = d [W_{\text{ele}}] - d [W_{\text{fld}}] \quad (6.19)$$

onde: $d [W_{\text{mec}}]$ é a diferencial da energia mecânica de saída podendo ser dada por :

$f \cdot dx$ se o movimento é de translação

ou

$C \cdot d\theta$ se o movimento é da rotação

$d [W_{\text{ele}}]$ diferencial de energia elétrica de entrada

$d [W_{\text{fld}}]$ diferencial de energia armazenada de campo

Se a máquina é um conjunto de indutâncias acopladas, tem-se, matricialmente:

$$\lambda = L \cdot i$$

onde :

λ —————> vetor fluxo

i —————> vetor corrente

L —————> matriz indutância

As diferenciais de energia elétrica de entrada e energia armazenada são dadas por :

$$d [W_{ele}] = i^t \cdot d \lambda = i^t d [L i]$$

$$d [W_{fld}] = d [1/2 (i^t L i)]$$

Em consequência :

$$\begin{aligned} C \, d\theta &= i^t d [L i] - d [1/2 (i^t L i)] \\ &= 1/2 i^t L i \end{aligned} \tag{6.20}$$

pois a matriz L é simétrica e em consequência $[di^t] Li = i^t L [di]$

O que resulta :

$$C = 1/2 \left[i^t \frac{d L}{d \theta} i \right] \tag{6.21}$$

Esta expressão permite obter o conjugado em condições mais gerais que as usadas na dedução anterior; não é necessário conhecer a forma das espiras, pode existir núcleo de ferro, etc.

Para a máquina de indução tipo rotor em gaiola, a relutância é praticamente independente da posição angular do rotor. As indutâncias

próprias e mútuas dos enrolamentos de estator independem da posição do rotor. O conjugado de relutância pode ser feito zero.

Suposto linear o circuito magnético, cada fase do estator pode ser considerada por vez. O resultado total é obtido pelo efeito somado de todas as bobinas.

Consideramos o enrolamento de uma fase do estator e o rotor em gaiola formado por pares de barras condutoras separadas de um passo polar ligadas sem interrupção em "loops" fechado pelo anel condutor terminal, constituindo-se "*l* loops" independentes.

Escrevendo a matriz indutância entre fase "a" do estator e os *l* "loops" do rotor na forma dada a seguir:

$$L = \begin{bmatrix} L_a & M_{a1} & M_{a2} & \dots & M_{al} \\ M_{a1} & L_1 & M_{12} & \dots & M_{1l} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{al} & M_{1l} & M_{2l} & \dots & L_l \end{bmatrix}$$

Apesar de nos projetos e construção dos motores de indução de uso comercial existir a preocupação com a distribuição física dos enrolamentos do estator num grande número de ranhuras com o objetivo de se obter uma distribuição espacial senoidal para a *f.m.m.*, tal objetivo não é plenamente alcançado, uma vez que para se obter essa distribuição espacial, deveria existir um número infinito de ranhuras sobre o núcleo do estator.

A variação da mútua indutância entre fase do estator e os "loops" do rotor com a posição do rotor pode ser expressa na forma de uma série [Hansen(1922), Mestha(1986)]:

$$M_{ak} = \sum_{n=1}^{\infty} M_n \cos n \left[p\varrho - (k-1)\delta \right] \quad (6.22)$$

onde:

$p \rightarrow$ é número de par de polos,

$K = 1, 2, \dots, l,$

$\delta = \pi/l$ (ângulo entre "loops" para uma distribuição de barras em forma de uma circunferência).

Substituindo (6.22) em (6.21) resulta :

$$C_e = 1/2 \left[\frac{dM_{a1}}{d\varrho} i_1 i_a + \frac{dM_{a2}}{d\varrho} i_2 i_a + \dots + \frac{dM_{al}}{d\varrho} i_1 i_a \right. \\ \left. + \frac{dM_{a1}}{d\varrho} i_a i_1 + \frac{dM_{a2}}{d\varrho} i_a i_2 + \dots + \frac{dM_{al}}{d\varrho} i_a i_l \right] \quad (6.23)$$

mas,

$$\frac{dM_{ak}}{d\varrho} = -p \sum_{n=1}^{\infty} n M_n \operatorname{sen} n (p\varrho + (k-1)\delta)$$

Substituindo na expressão do conjugado resulta:

$$C_e = -p \left[i_a i_1 \sum_{n=1}^{\infty} n M_n \operatorname{sen} n p\varrho + i_a i_2 \sum_{n=1}^{\infty} n M_n \operatorname{sen} n (p\varrho - \delta) \right. \\ \left. + \dots + i_a i_l \sum_{n=1}^{\infty} n M_n \operatorname{sen} n (p\varrho - (k-1)\delta) \right] \quad (6.24)$$

$$C_e = -p \left[i_a \sum_{k=1}^l i_k \sum_{n=1}^{\infty} n M_n \operatorname{sen} n(p\theta - (k-1)\delta) \right]$$

$$k = 1, 2, \dots, l$$

$$\delta = \pi/l$$

(6.25)

Suposta a máquina parada, as equações das tensões instantâneas para os circuitos acoplados, escritas na forma matricial são:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + L_a p & M_{a1p} & M_{a2p} & \dots & M_{alp} \\ M_{1ap} & R_1 + L_1 p & M_{12p} & \dots & M_{1lp} \\ M_{21p} & M_{2ap} & R_2 + L_2 p & \dots & M_{2lp} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{lap} & M_{l1p} & M_{l2p} & \dots & R_l + L_l p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_l \end{bmatrix}$$

(6.26)

onde :

v_a —→ é tensão instantânea da fase "a" do estator

i_a —→ é a corrente da fase "a" do estator

i_k —→ é a corrente do "loop" k do rotor ($k = 1, 2, \dots, l$)

R_1, R_2, \dots são resistência dos "loops" do rotor

Se a tensão v_a tiver uma componente contínua v_{a0} e uma componente senoidal, a equação (6.26) pode ser resolvida separadamente para cada componente.

Em regime permanente a componente contínua leva a :

$$i_a = \frac{v_{a0}}{R_a} \quad i_1 = i_2 = i_3 = \dots = 0$$

Para a componente alternada senoidal pode ser usado o método da amplitude complexa escrevendo :

$$v_a = V_{\text{pico}} \cos \omega t = R_e \left\{ V_{\text{pico}} e^{j\omega t} \right\}$$

$$i_a = I_{a \text{ pico}} \cos(\omega t - \alpha) = R_e \left\{ I_{a \text{ pico}} e^{-j\alpha} e^{j\omega t} \right\}$$

$$i_1 = I_{1 \text{ pico}} \cos(\omega t - \gamma_1) = R_e \left\{ I_{1 \text{ pico}} e^{-j\gamma_1} e^{j\omega t} \right\}$$

$$i_1 = I_{1 \text{ pico}} \cos(\omega t - \gamma_1) = R_e \left\{ I_{1 \text{ pico}} e^{-j\gamma_1} e^{j\omega t} \right\}$$

(6.27)

Substituindo (6.27) na equação (6.26) e chamando

$$\Delta_a = \det \begin{bmatrix} v_a & M_{a1} j\omega & M_{a2} j\omega \dots j\omega M_{a1} \\ 0 & R_1 + L_1 j\omega & M_{12} j\omega \dots j\omega M_{11} \\ 0 & M_{21} j\omega & R_2 + L_2 j\omega \dots j\omega M_{21} \\ 0 & M_{11} j\omega & M_{12} j\omega \dots R_1 + L_1 j\omega \end{bmatrix} \quad (6.28)$$

$$\Delta = \det \begin{bmatrix} R_a + L_a j\omega & M_{a1} j\omega & M_{a2} j\omega \dots j\omega M_{a1} \\ M_{1a} j\omega & R_1 + L_1 j\omega & M_{12} j\omega \dots j\omega M_{11} \\ M_{2a} j\omega & M_{21} j\omega & R_2 + L_2 j\omega \dots j\omega M_{21} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{1a} j\omega & M_{11} j\omega & M_{12} j\omega \dots R_1 + L_1 j\omega \end{bmatrix} \quad (6.29)$$

$$\Delta_k = \det \begin{bmatrix} R_a + L_a j\omega & M_{a1} j\omega \dots v_a & \dots & j\omega M_{a1} \\ M_{1a} j\omega & R_1 + L_1 j\omega \dots 0 & \dots & j\omega M_{11} \\ M_{2a} j\omega & M_{21} j\omega \dots 0 & \dots & j\omega M_{21} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{1a} j\omega & M_{11} j\omega \dots 0 & \dots & R_1 + L_1 j\omega \end{bmatrix} \quad (6.30)$$

(coluna K+1)
↓

obtém-se :

$$I_a = \frac{\Delta_a}{\Delta} \quad (\text{corrente no enrolamento do estator})$$

$$I_k = \frac{\Delta_k}{\Delta} \quad (\text{corrente na K-ésima barra ou no K-ésimo "loop" da gaiola do rotor})$$

$K = 1, 2, \dots, l$

Das expressões anteriores para I_a e I_k pode-se tirar a seguinte relação:

$$I_k = \frac{\Delta_k}{\Delta_a} I_a \quad (6.31)$$

Substituindo as correntes na equação do conjugado, obtém-se o conjugado médio de regime, dado por:

$$(C_{e_{\text{médio}}}) = -\text{Re} \left\{ I_a^2 p \left[\sum_{k=1}^l \frac{\Delta_k}{\Delta_a} \sum_{n=1}^{\infty} n M_n \text{sen } n(p\theta - (k-1)\delta) \right] \right\} \quad (6.32)$$

onde:

I_a → é o módulo de I_a

Se consideramos apenas um par de barras sobre o rotor formando uma espira o conjugado médio é dado por:

$$(C_{e_{\text{médio}}}) = -\text{Re} \left\{ I_a p \left[I_1 \sum_{n=1}^{\infty} n M_n \text{sen } n(p\theta - (k-1)\delta) \right] \right\} \quad (6.33)$$

$$\begin{cases} k = 1 \\ \delta = \pi \end{cases}$$

onde : I_1 → é o conjugado da corrente I_1

$$(C_{e_{\text{médlio}}}) = -\text{Re} \left\{ I_a p \left[I_1 \sum_{n=1}^{\infty} n M_n \text{sen } n p \theta \right] \right\} \quad (6.34)$$

da equação da tensão tem-se :

$$I_1 = \frac{-j\omega M_{1a} I_a}{R_1 + j\omega L_1} \quad (6.35)$$

$$M_{1a} = \sum_{n=1}^{\infty} M_n \cos n p \theta \quad (6.36)$$

Substituindo $M_{1a}(\theta)$ na expressão da corrente I_1 e esta na expressão do conjugado médio resulta:

$$(C_{e_{\text{médlio}}}) = \text{Re} \left\{ I_a^2 \frac{p j \omega}{R_1 + j \omega L_1} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} n M_n M_m \text{sen } n p \theta \cos m p \theta \right] \right\} \quad (6.37)$$

onde:

o índice "m" está associado a M_{1a} e o índice "n" está associado a $dM_{1a}/d\theta$

Com a hipótese de distribuição espacial senoidal da *f.m.m* só é diferente de zero na soma o termo M_1 .

$$(C_{e_{\text{médlio}}}) = \text{Re} \left\{ I_a^2 \frac{p j \omega}{R_1 + j \omega L_1} M_1^2 \text{sen } p \theta \cos p \theta \right\} \quad (6.38)$$

$$(C_{e_{\text{médlio}}}) = 1/2 \text{Re} \left\{ I_a^2 \frac{p j \omega}{R_1 + j \omega L_1} M_1^2 \text{sen } 2 p \theta \right\} \quad (6.39)$$

Nota-se que a expressão (6.39) coincide com as expressões obtidas para o conjugado médio desenvolvido na seção anterior.

Considerando-se apenas um enrolamento no estator e dois pares de barras sobre o rotor dispostos de maneira que os "loops" por eles formados fiquem em quadratura espacial. Para qualquer posição fixada do

rotor o conjugado eletromagnético é dado por:

$$C_e = -p \left[i_{a1} \sum_{n=1}^{\infty} n M_n \sin n p \theta + i_{a2} \sum_{n=1}^{\infty} n M_n \sin n(p\theta - \delta) \right] \quad (6.40)$$

onde:

$$\delta = \pi/l$$

$l \rightarrow$ número de par de barras ou de "loops" ($l = 2$)

Designando por α o "loop" associado a corrente i_1 , e por β o "loop" associado a corrente i_2 e fazendo a correspondência de $i_1 \rightarrow i_\alpha$ e $i_2 \rightarrow i_\beta$, resulta :

$$C_e = -p i_a \left[i_\alpha \sum_{n=1}^{\infty} n M_n \sin n p \theta + i_\beta \sum_{n=1}^{\infty} n M_n \sin n(p\theta - \pi/2) \right] \quad (6.41)$$

O conjugado médio de regime é então igual a :

$$(C_{e_{\text{médio}}}) = p \operatorname{Re} \left\{ I_a \left[-I_\alpha \sum_{n=1}^{\infty} n M_n \sin n p \theta - I_\beta \sum_{n=1}^{\infty} n M_n \sin n(p\theta - \pi/2) \right] \right\} \quad (6.42)$$

Admitindo iguais as barras do rotor, $R_\alpha = R_\beta$ e $L_\alpha = L_\beta$.

Os fasores corrente I_a , I_α , e I_β são determinados a partir da equação matricial das tensões dos circuitos acoplados, que após simplificações tornam-se

$$I_a = \frac{V_a (R_\alpha + j\omega L_\alpha)}{A + jB} \quad (6.43)$$

$$I_{\alpha} = \frac{j\omega M_{\alpha a}}{R_{\alpha} + j\omega L_{\alpha}} I_a \quad (6.44)$$

$$I_{\beta} = \frac{j\omega M_{\beta a}}{R_{\beta} + j\omega L_{\beta}} I_a \quad (6.45)$$

onde : ∞

$$M_{\beta a} = \sum_{n=1}^{\infty} M_n \cos n(p\theta - \pi/2)$$

$$A = R_a R_{\alpha} - \omega^2 \left[L_{\alpha} L_a - (M_{\alpha a}^2 + M_{\beta a}^2) \right]$$

$$B = \omega \left[L_a R_{\alpha} + R_a L_{\alpha} \right]$$

Substituindo I_{α} e I_{β} na equação (6.42) obtém-se o conjugado médio estático, em termos da corrente de estator como sendo:

$$(C_{e_{\text{médio}}}) = \text{Re} \left\{ I_a^2 p \left[j\omega \frac{\left[\sum_{n=1}^{\infty} n M_n \sin n p \theta \sum_{m=1}^{\infty} M_m \cos m p \theta \right]}{R_{\alpha} + j\omega L_{\alpha}} \right] + \left[\frac{\sum_{n=1}^{\infty} n M_n \sin n(p\theta - \pi/2) \sum_{m=1}^{\infty} M_m \cos m(p\theta - \pi/2)}{R_{\alpha} + j\omega L_{\alpha}} \right] \right\} \quad (6.46)$$

Substituindo a corrente I_a a expressão (6.43) na expressão (6.46), e após expandir a série dentro do colchete, obtém-se a expressão para o conjugado dada a seguir :

$$(C_{e_{\text{médio}}}) = C_{\text{pico}} \left[1/2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} n M_n M_m \left[\sin(n-m)p\theta + \sin(n+m)p\theta + \sin(n-m)(p\theta - \pi/2) + \sin(n+m)(p\theta - \pi/2) \right] \right] \quad (6.47)$$

$$C_{\text{pico}} = \frac{p V_a^2 \omega^2 L_\alpha}{A^2 + B^2}$$

$M_n = M_m \rightarrow$ valor de pico da mútua indutância

O valor de pico do conjugado muda com a posição do rotor e a sua amplitude para uma dada posição é proporcional ao quadrado da tensão do estator e da pulsação angular da rede de alimentação.

A expressão (6.47) mostra que :

i- os termos da soma em que "n" e "m" são iguais são menores;

ii- o conjugado estático é uma consequência da interação entre as várias componentes harmônicas da mútua indutância. Ele será mais significativo devido às componentes harmônicas de ordem diferentes isto é $n \neq m$.

6.3 Implementação para Simulação

Para a simulação foram consideradas três situações. Na primeira, representada na Figura- (6.9) em diagrama de blocos, é simulado o sistema descrito pela Figura- (6.8), onde estão aplicadas nas três fases da máquina de indução correntes contendo uma componente contínua e uma alternada.

O sintetizador digital poderá ser o oscilador trifásico de referência descrito no apêndice-(A-3.1) e o amplificador de potência será do tipo "transcondutância".

Na segunda situação foi simulado o cicloconversor de três pulsos, no qual a tensão modulante é ajustada em função do ângulo de deslocamento do rotor.

A terceira situação considerou a modulação na largura de pulso centrado no pico da tensão senoidal da fase do sistema de alimentação a que está ligado o motor a cada instante.

Para realização deste modo de controle, torna-se necessário subtrair da tensão modulante um valor de tensão contínua (nível D.C),

obtendo-se desta maneira a tensão de controle, que substituirá a tensão modulante na entrada dos comparadores no método de comando cossenoidal convencional.

Esta tensão de controle será comparada com a tensão da fase da rede que será aplicada a cada instante à fase do motor, determinando deste modo o instante de disparo dos "SCR's" associados à ela.

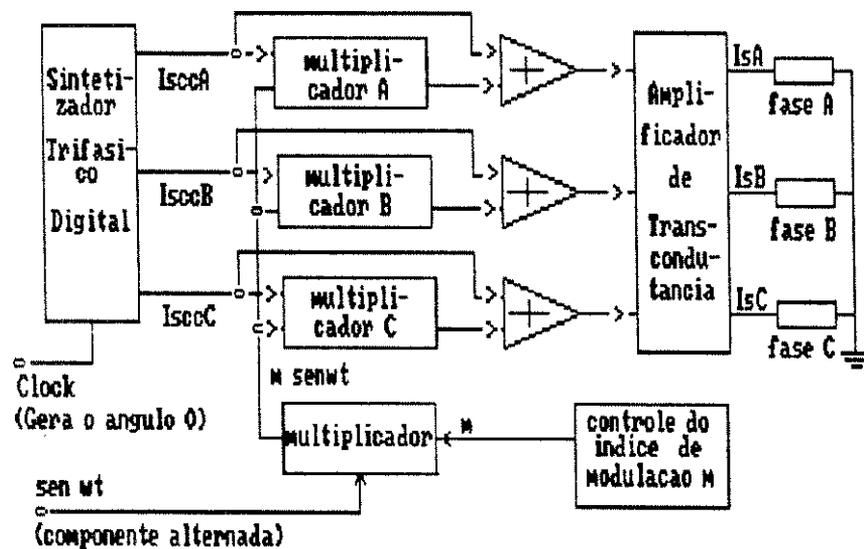


DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA TRIFÁSICO A SER IMPLEMENTADO

Figura-(6.9)

Para o semi-ciclo positivo da tensão modulante, os "SCRs" serão disparados na borda de subida do sinal de saída do comparador, já para o semi-ciclo negativo da tensão modulante, os "SCRs" serão disparados na borda de descida do sinal de saída do comparador.

O desligamento da fase em condução é realizado pelos transistores do módulo híbrido. O instante de corte dos "SCRs" se dará na borda de descida do sinal de saída do comparador, quando a modulante estiver no semiciclo positivo, e na borda de subida do sinal do comparador, quando a polaridade da modulante for negativa. Na Figura-(6.10) é ilustrado o mecanismo de controle descrito anteriormente. Na referida Figura, a parte hachuriada corresponde ao período de tempo em que cada fase da rede é aplicada ao motor.

O controle deve ser feito de tal maneira que o período em que a fase permanece ligada, fique compreendido entre um ângulo mínimo de disparo, um pouco maior do que 30° e o ângulo máximo de corte, menor do que 150° , de modo a ter uma efetiva ação sobre o valor médio da tensão aplicada ao motor.

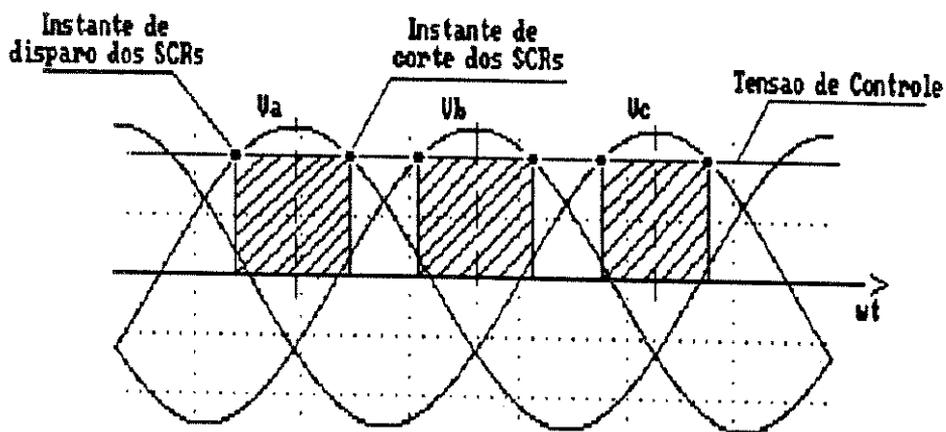
Por outro lado a tensão de controle deve ser limitada a um valor máximo que não ultrapasse o valor de pico das tensões de referências, amostras das tensões de fase da rede. O valor da tensão de controle num dado instante dependerá do momento em que o contador do oscilador de referência Apêndice-(A-III.1) for paralisado.

Na Figura-(6.11) é apresentado em forma de um diagrama simplificado, a maneira de implementar a lógica para a determinação dos instantes de disparo dos "SCR's" do circuito de alimentação do motor.

O diagrama da Figura-(6.11) será o mesmo para cada fase do cicloconversor. Porém as tensões de controle serão defasadas de 120° , uma vez que serão obtidas a partir de um oscilador trifásico de referência.

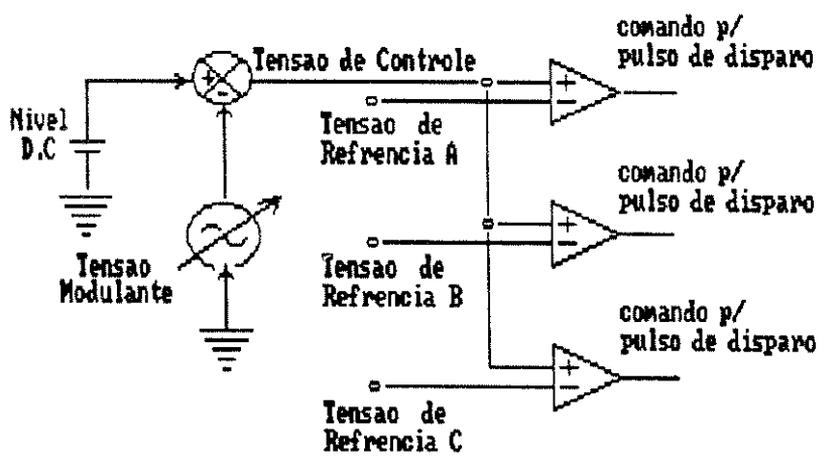
O nível "D.C" deverá ser gerado a partir do sinal de controle de grupo, como no método de comando cossenoidal modificado, para que seja compatível com a polaridade da modulante.

Na Figura-(6.12) é apresentado o diagrama do circuito eletrônico que poderá ser implementado, de modo a obter a operação do motor de indução como motor de passo, com controle por largura de pulso.



Ilustracao do instante de disparo e de corte dos SCRs
no modo de controle por largura de pulso

Figura - (6.10)



Controle por modulacao em largura de pulso

Figura - (6.11)

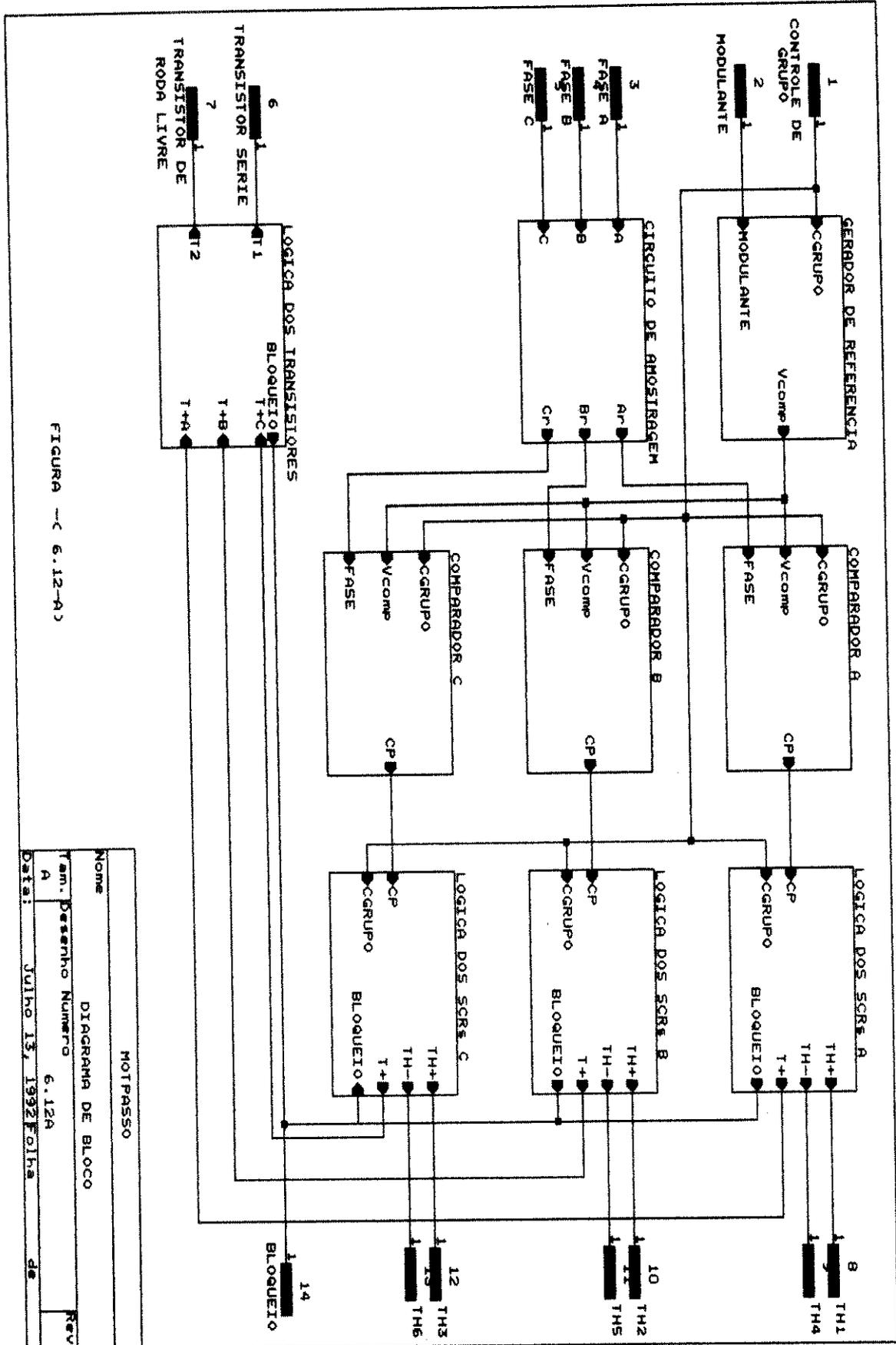


FIGURA --(6.12-A)

MOTPASSO	
Nome	DIAGRAMA DE BLOCO
Tam. Desenho	Numero 6.12A
A	Rev
Data: Julho 13, 1992	Folha de

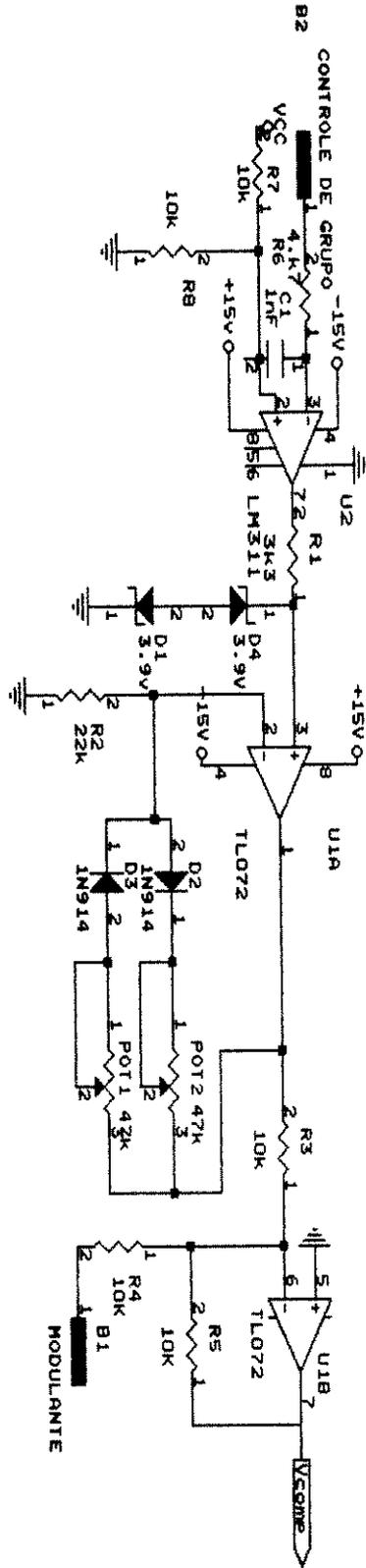


FIGURA - (6.12.B)

GERADOR DE REFERENCIA	
Tam. Desenho	Numero
A	6.12.B
Rev	
Data:	Julho 13, 1992
Folha	2 de 13

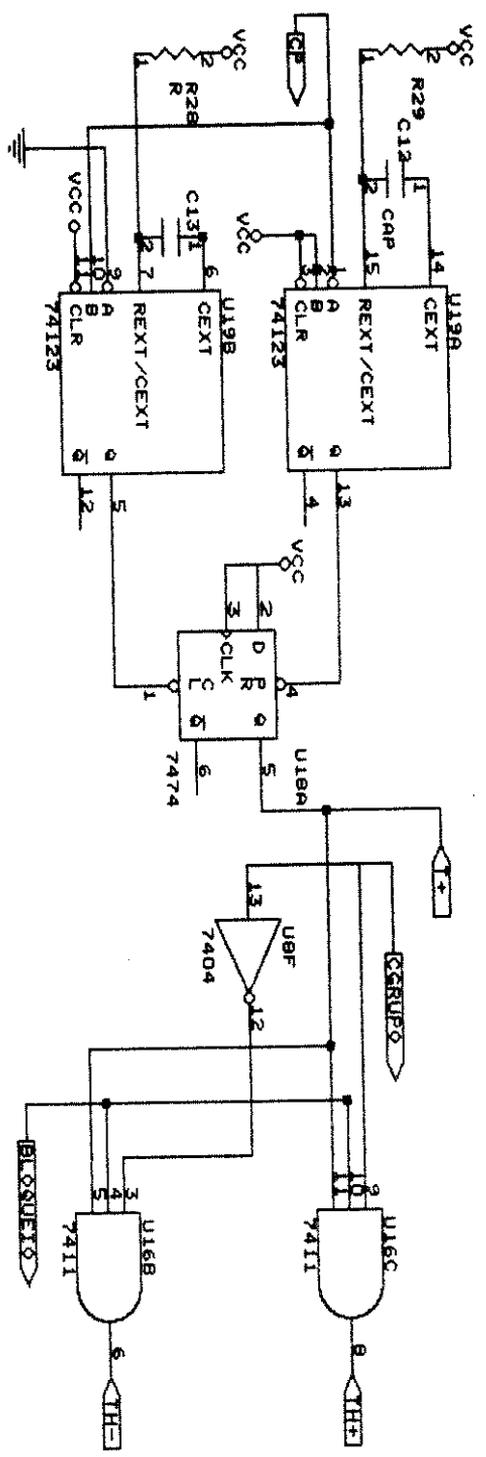


FIGURA - (6.12.D)

LOGICA DE DISPARO DOS SCRS	
Tam. Desenho	Numero
A	6.12D
Data:	Julho 13, 1992
Folha	12 de
	13
Rev	

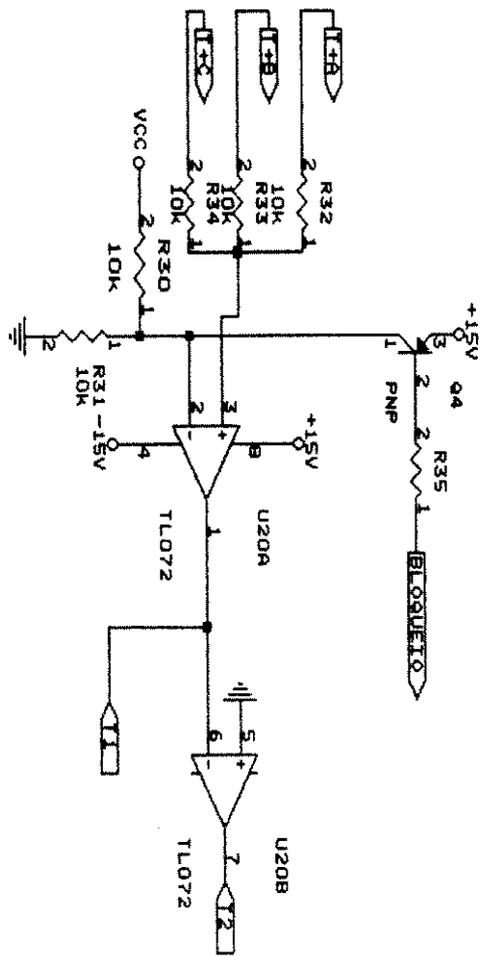


FIGURA - (6.12.E)

CONTROLE DOS TRANSISTORES	
Tam. Desenho	Numero
A	6.12E
Rev	
Data:	Julho 13, 1992 Folha 13 de 13

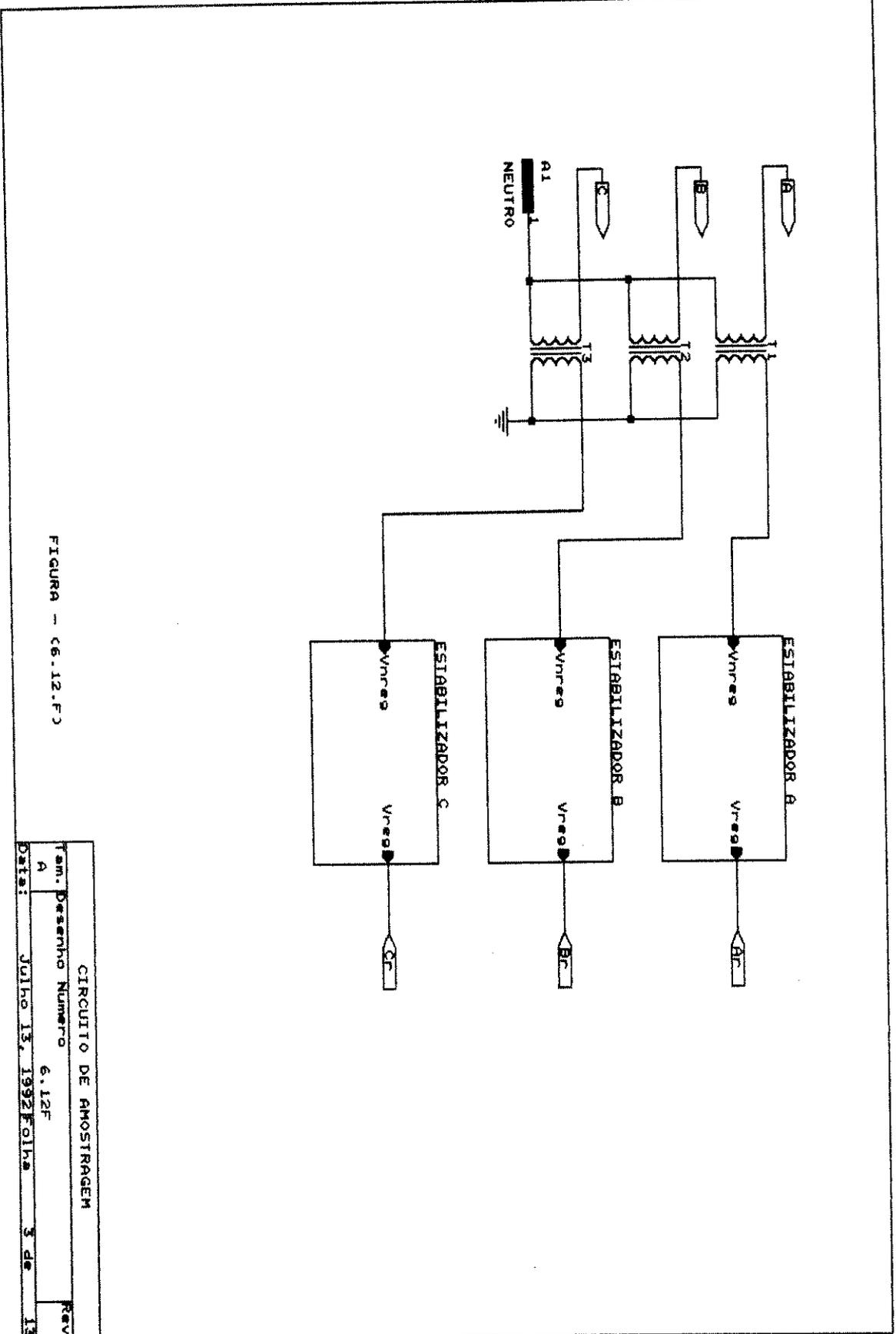


FIGURA - (6.12.F3)

CIRCUITO DE AMOSTRAGEM	
Tam. Desenho	Numero
A	6.12F
Data:	Julho 13, 1972
Folha	3 de 13
Rev	

6.4 Resultados da Simulação

Utilizou-se basicamente a mesma estrutura do programa desenvolvido para as simulações dos capítulos anteriores. O motor foi representado por um conjunto de equações diferenciais nas variáveis "qd0", procedimento este semelhante àquele adotado por Lukovinkov e outros(1987), onde utilizou-se uma transformação trifásico-bifásico para examinar o estado "stepping" do motor de indução com rotor em gaiola .

Nas simulações considerou-se o motor de indução alimentado de três maneiras distintas, conforme descrito no parágrafo anterior:

i- motor alimentado pelo sistema descrito na seção 6-2 e ilustrado na Figura-(6.9).

ii- motor alimentado por um cicloconversor de três pulsos, em que o ângulo da modulante é ajustado em função do passo estabelecido.

iii- motor alimentado por um conversor de estrutura híbrida (estudado no capítulo V) em que o controle da tensão aplicada ao motor é feito através de modulação em largura de pulso, descrito na seção 6-3, e sua implementação poderá ser realizada a partir do esquema eletrônico na Figura-(6.12).

Além de realizar as simulações considerando três fontes distintas de alimentação, procurou-se, em cada condição de alimentação, alterar o valor da resistência do rotor, para analisar a influência deste parâmetro, ou melhor da constante de tempo do rotor, sobre o escorregamento do passo, sobre a intensidade do conjugado, com o objetivo de justificar as expressões do conjugado desenvolvida na seção 6-2.

Fez-se também alteração do índice de modulação, com a finalidade de observar a sua influência sobre o conjugado.

Com a finalidade de comparar o comportamento do motor alimentado de maneira distintas, adotou-se a seguintes condições:

i- passo do motor 60°

ii- intervalo entre passo de 0.25s

iii- carga na ponta do eixo variando segundo a lei:

$$C_{\text{carga}} = k_c \times t \longrightarrow \text{para } 0 \leq t \leq 1.5 \text{ s}$$

$$C_{\text{carga}} = \text{carga potencial} \longrightarrow \text{para } t > 1.5 \text{ s}$$

carga potencial = 2 N.m

$k_c = 1.33$

As Figuras (6.13a), (6.13b) e (6.13c) se referem aos resultados da simulação para a alimentação descrita na seção 6.2.

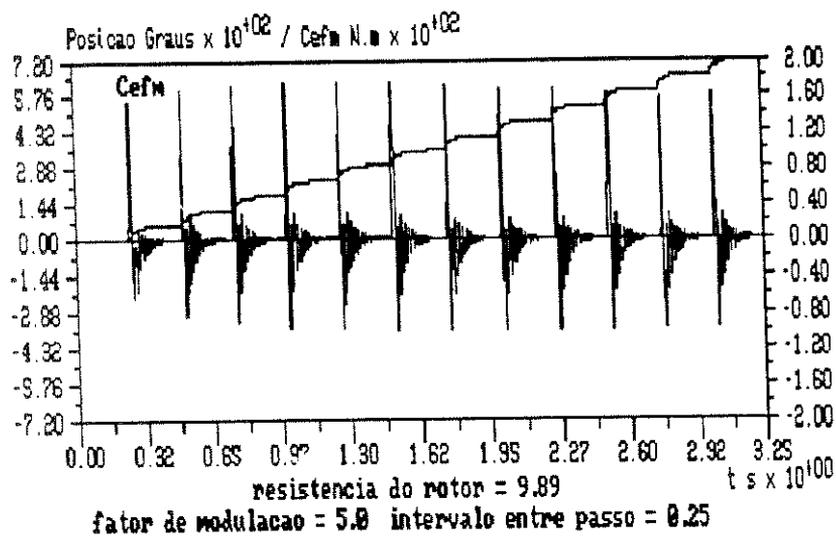


Figura -(6.13a)

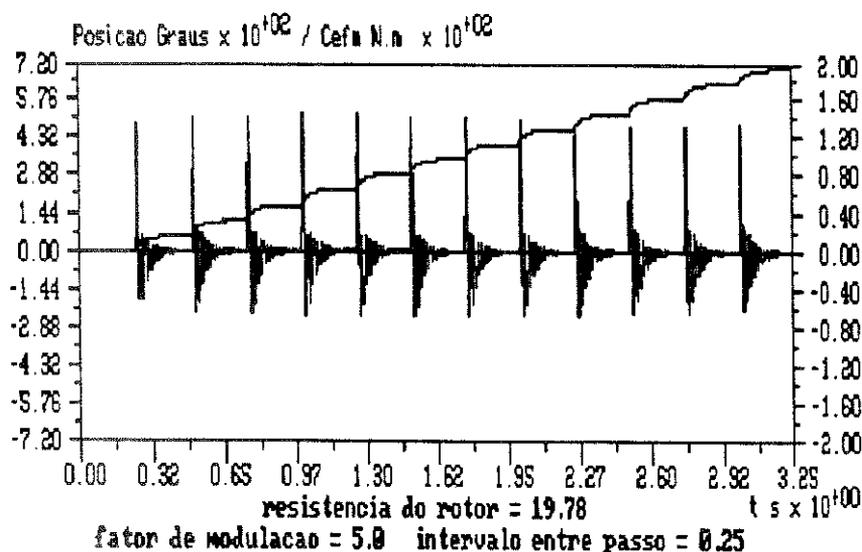


Figura -(6.13b)

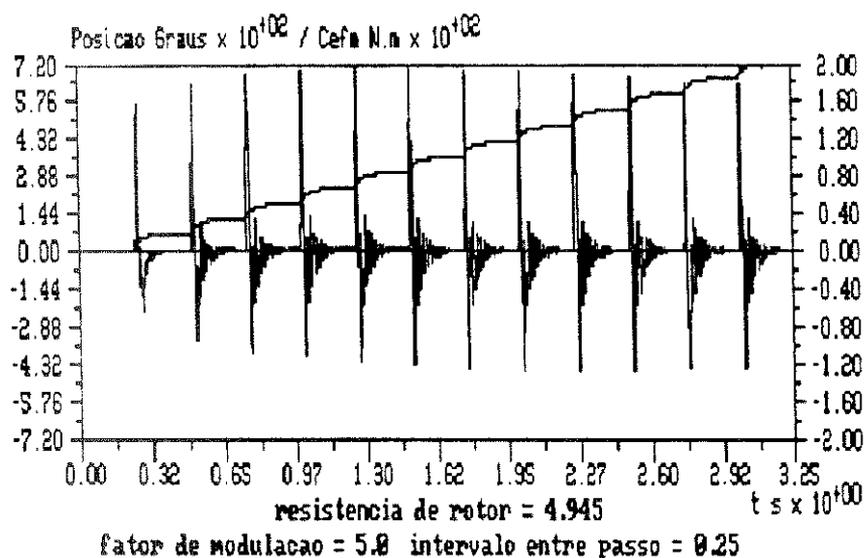


Figura -(6.13c)

Já as Figuras (6.14a), (6.14b) e (6.14c), correspondem à condição do motor alimentado pelo cicloconversor convencional, sendo o ângulo da modulante função do passo e as Figuras (6.15a), (6.15b) e (6.15c) associadas à simulação em que a tensão aplicada ao motor é controlada por modulação por largura de pulso.

Nota-se a partir das Figuras que a redução da resistência do rotor melhora o desempenho do motor em relação ao valor de pico do conjugado.

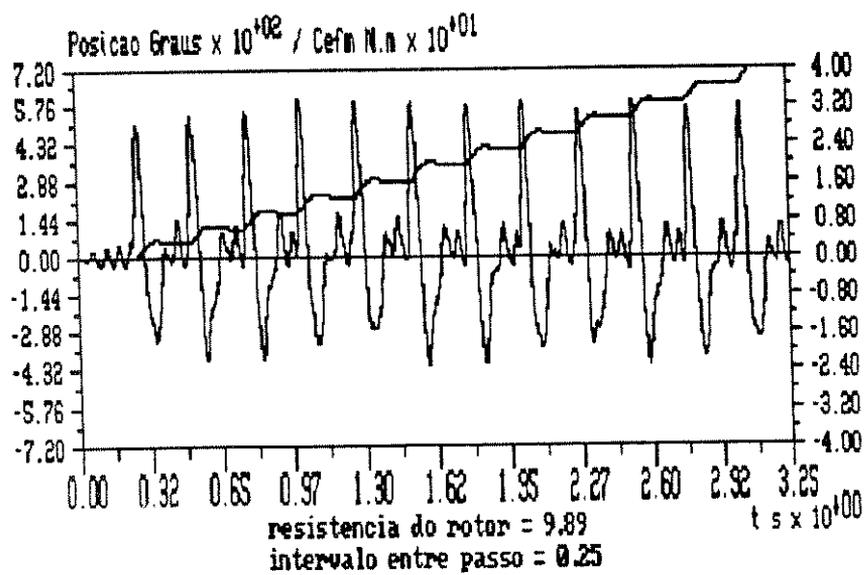


Figura -(6.14a)

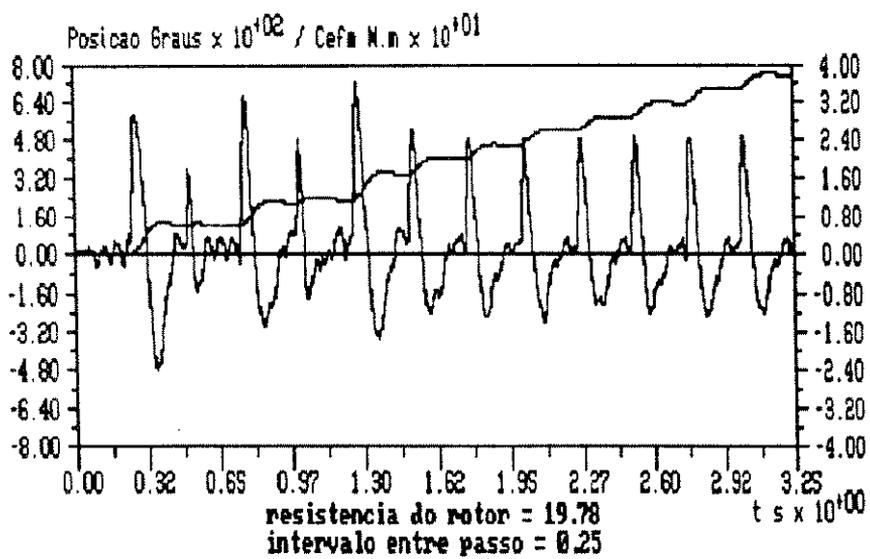


Figura -(6.14b)

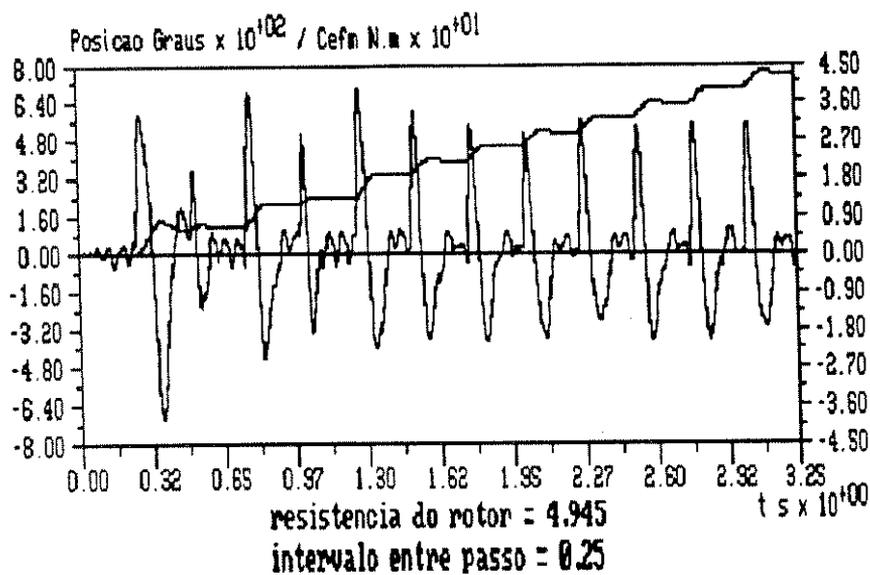


Figura -(6.14c)

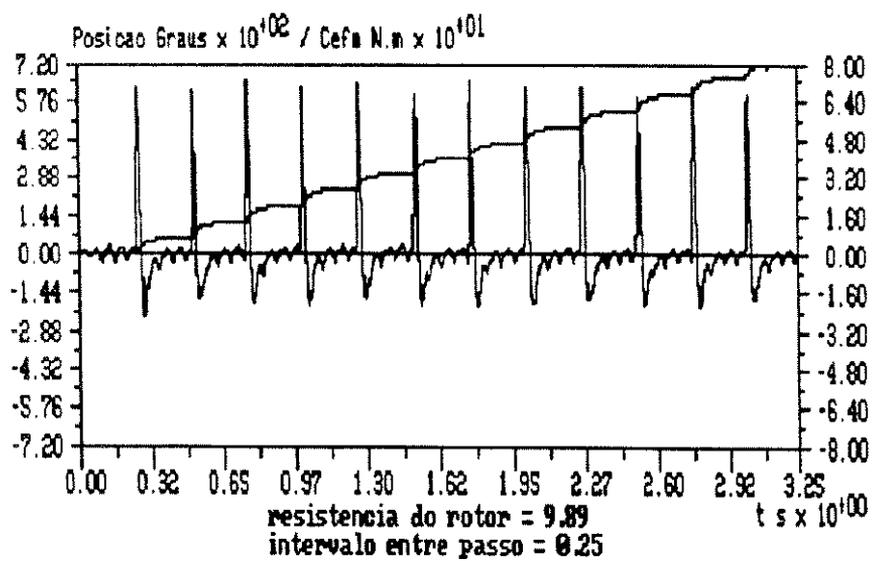


Figura -(6.15a)

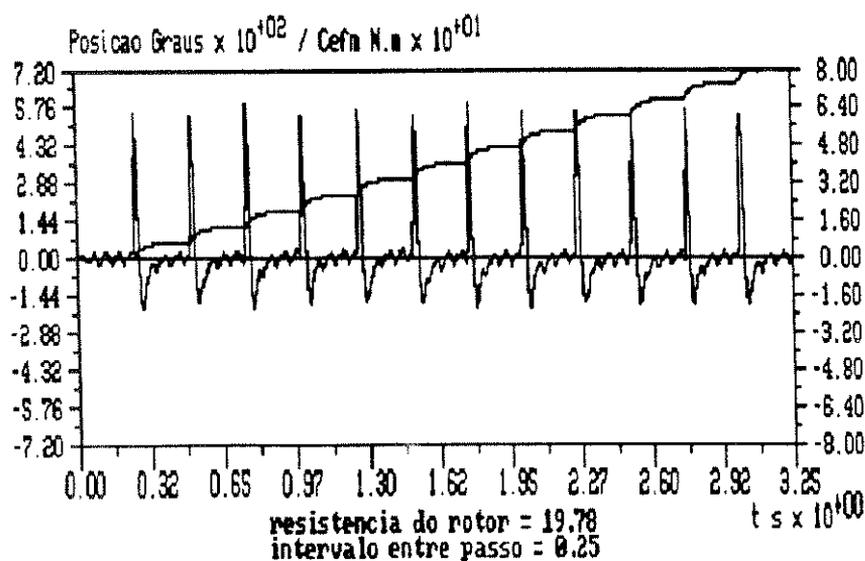


Figura -(6.15b)

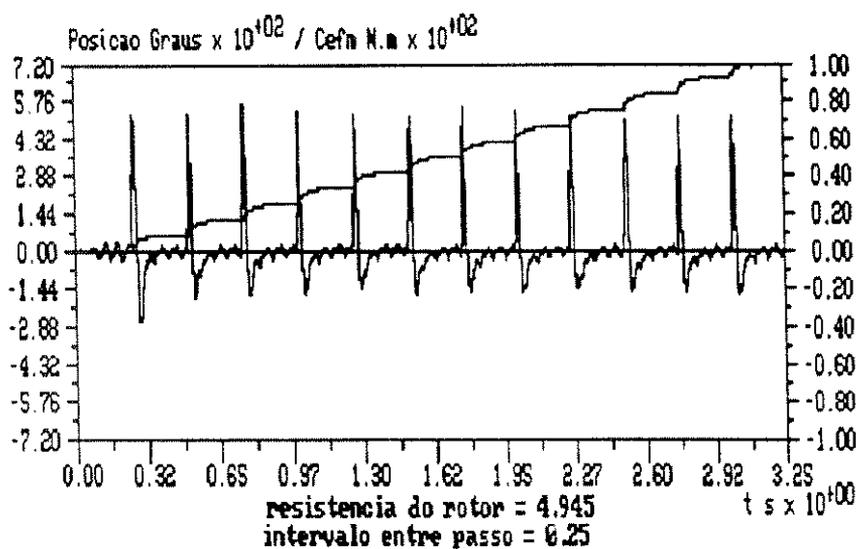


Figura -(6.15c)

Outra observação que se pode fazer levando-se em conta a variação da resistência rotórica refere-se ao deslizamento do passo. Nas Figuras (6.16a), (6.16b) e (6.16c), são mostrados resultados de simulações para três valores distintos da resistência rotórica para o primeiro caso

simulado, isto é, motor alimentado pelo sistema descrito na seção 6.2. Nessas Figuras fica evidente que à medida em que a resistência rotórica é reduzida, também o deslizamento do passo é reduzido.

Nestas condições a corrente do rotor aumenta e o tempo de decaimento é maior, levando o motor a funcionar durante o intervalo do passo como se no rotor existisse um polo magnético, devido à componente contínua da corrente. Isto reforça a hipótese do conjugado de "histerese" mencionada na seção 6.2.

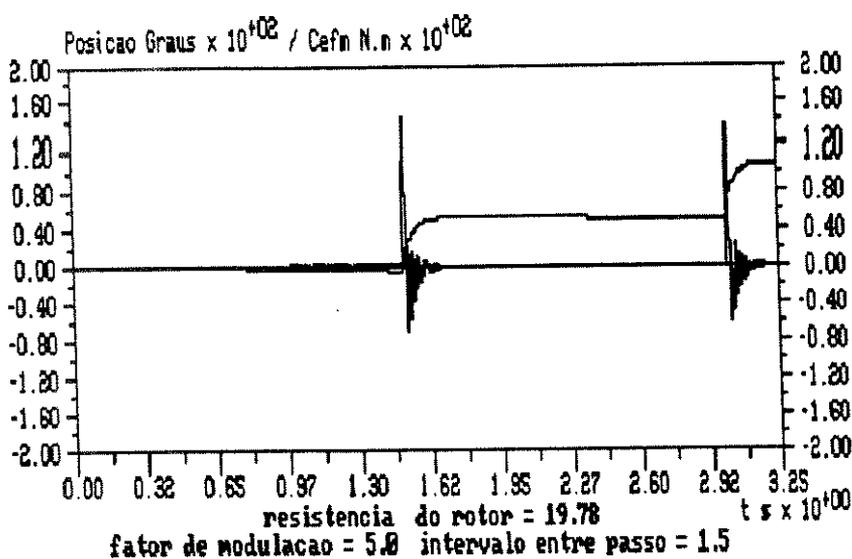


Figura -(6.16a)

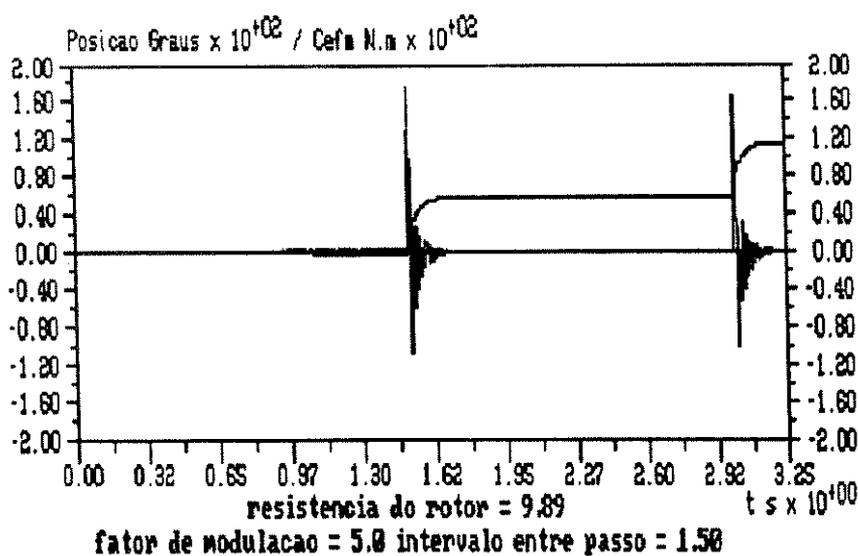


Figura -(6.16b)

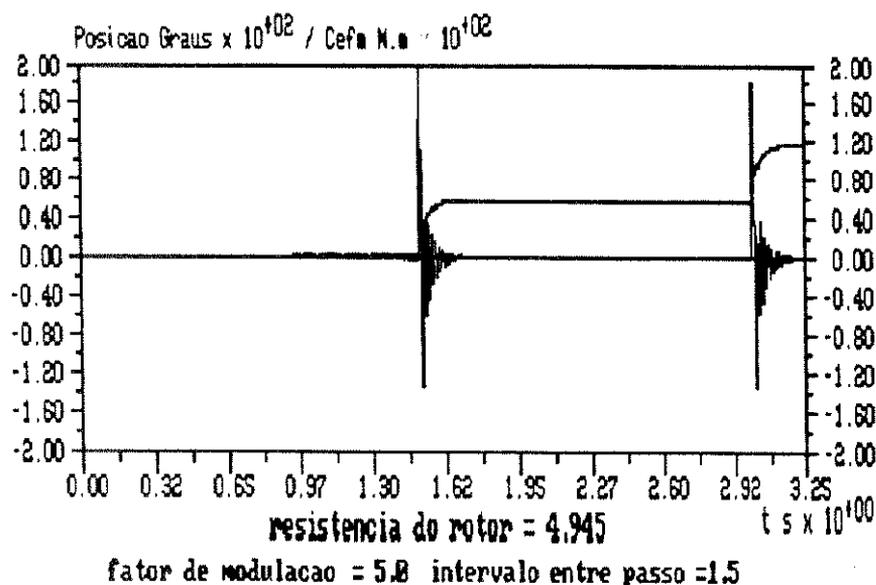


Figura -(6.16c)

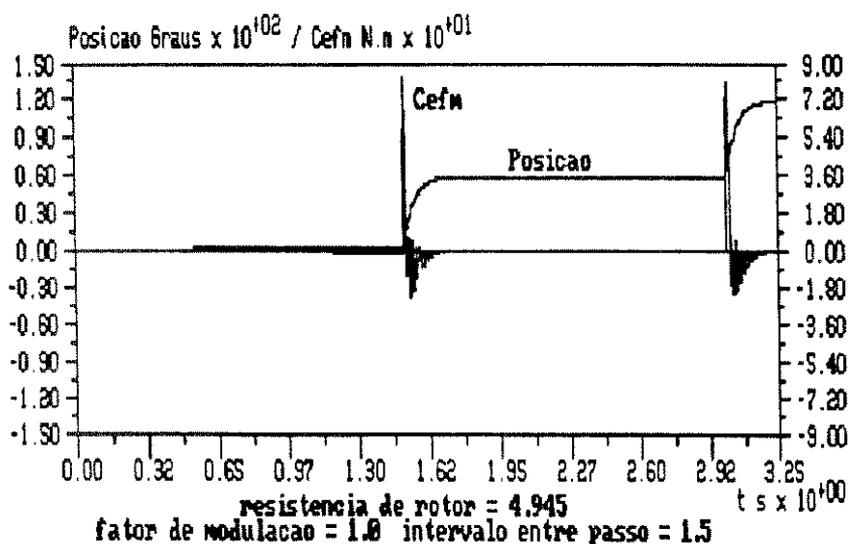


Figura (6.16d)

Além do efeito da resistência, pode-se notar também a alteração no conjugado devido à mudança no índice de modulação, ilustrado na Figura -(6.16d).

6.5 Conclusão -

Partindo-se de um modelo físico elementar, proposto no início do capítulo, para explicar a operação do motor de indução passo a passo, chegou-se à expressão de conjugado estático em função da posição do rotor, semelhante àquela apresentada na seção 6.3, baseando-se no princípio de trabalho virtual adotado nos processos de conversão da energia, entre circuitos magneticamente acoplados.

Dos resultados da simulação pode se comprovar a influência da resistência do rotor sobre o conjugado estático desenvolvido neste modo de operação. Outro ponto que pode ser ressaltado é a redução do deslizamento no passo, à medida que a resistência do rotor é reduzida.

No modelo "qd0" utilizado na simulação não houve a necessidade de introduzir as coordenadas de posição nas equações diferenciais do motor, como proposto por Lukovinkov. et alli(1987), para obter resultados que evidenciem o deslocamento do motor em saltos, como também o do conjugado estático desenvolvido neste modo de operação.

Para as distintas condições de alimentação não há alterações significativas no comportamento do motor.

Acentua-se porém o aspecto de conjugado impulsivo mais intenso para a condição de alimentação proposta em 6.2.

A frequência de oscilação do conjugado a cada passo é maior para a condição de alimentação referida no parágrafo anterior. Porém, a duração destas oscilações é menor que aquela apresentada nos outros modo de alimentação.

Se os enrolamentos do estator e do rotor fossem senoidalmente distribuídos sobre o núcleo do estator e rotor, para as condições de alimentação proposta em regime permanente, o motor corresponderia a um motor de indução monofásico sem conjugado de partida. Isto reforça portanto a hipótese de que o conjugado produzido é devido à interação das diferentes componentes harmônicas da mútua indutância em função da posição do rotor.

CAPÍTULO VII

CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE TRABALHO

CONCLUSÕES

Os resultados obtidos nas simulações do sistema de acionamento motor de indução cicloconversor evidenciaram a versatilidade do pacote computacional, uma vez que foi desenvolvido numa linguagem estruturada, o que facilitou a introdução de procedimentos específicos para a simulação de cada tipo de conversor de frequência e modo de operação do motor.

O algoritmo do programa desenvolvido no capítulo II para representar o cicloconversor, foi com a intenção de no futuro ser implementado em linguagem "assembly", de maneira a permitir a substituição dos circuitos de comando analógicos atuais, por uma estrutura de comando totalmente digital. Possibilitando com isto a implementação de um sistema de acionamento motor de indução cicloconversor e malha de controle mais versátil, facilmente adaptável às condições mais gerais de acionamentos, por simples modificação no "software" do comando e controle, sem a necessidade de alterar a topologia do sistema, com imunidade a ruídos e a baixo custo quando comparado com o atual sistema analógico, apesar da resposta deste ser mais rápida.

A comparação dos resultados experimentais do capítulo III com os da simulação do capítulo II, permitiram-nos validar as condições de contorno impostas no desenvolvimento do programa de simulação, principalmente no modo de operação com correntes descontínuas e no cálculo da tensão de flutuação.

A redução do conteúdo harmônico das correntes e tensões no motor devido a implementação do "método cossenoidal modificado", por nós proposto, é evidenciado quando comparamos os resultados obtidos na sua simulação com aqueles da simulação do sistema utilizando o método cossenoidal convencional.

Apesar das limitações apresentadas pela estrutura do

cicloconversor de três pulsos a comutação natural, em termos de : fator de potência (fator de deslocamento), conteúdo harmônico de corrente e tensão, e mesmo na ação do controle em malha fechada, os resultados obtidos na simulação do sistema motor de indução cicloconversor no capítulo IV, mostraram que o mesmo apresentou um desempenho satisfatório, validando a estratégia de controle proposta. Com isto abrindo a possibilidade de se usar esta estratégia em sistemas físicos mais robustos, com grandes inércias, o que atenuará o "tempo morto" na ação de controle, devido à comutação natural dos "SCR's" o que provavelmente auxiliará na melhoria do desempenho do sistema.

A estrutura híbrida apesar de apresentar uma topologia de custo mais elevado do que a do cicloconversor de três pulsos, apresenta um bom desempenho em termos de fator de potência (fator de deslocamento), devido ao mecanismo de comando para disparo e corte dos "SCR's". O que lhe possibilita operar em relação ao sistema de alimentação com característica de fator de potência (fator de deslocamento). capacitivo ou até mesmo unitário.

A operação do motor de indução como motor de passo foi obtida acidentalmente. Embora não fosse esse o objetivo do trabalho, foi analisada esta forma de operação através do modelo matemático, onde ficou confirmada a importância de uma distribuição não senoidal da densidade de fluxo no entreferro para obtenção do conjugado de retenção. A simulação permitiu mostrar o funcionamento do motor de indução como motor de passo mesmo não considerando a distribuição não senoidal da densidade de fluxo no entreferro. Foi comprovada com auxílio das Figuras-(6.16a), (6.16b), (6.16c), e (6.16d) a influência do fator de potência do rotor neste regime de funcionamento. Quanto menor for a resistência do circuito do rotor, maior será o tempo de atuação do conjugado de retenção.

POPOSTAS de FUTUROS TRABALHOS

Da análise dos resultados obtidos, apresentamos como sugestão para futuros trabalhos nesta linha de pesquisa as seguintes propostas:

- i - implementação digital do comando e do controle do sistema de acionamento motor de indução cicloconversor operando em malha fechada;
- ii- implementação do sistema de controle de modulação por

largura de pulso por meio de microcomputador, para o controle de fator de potência (fator de deslocamento) do cicloconversor de estrutura híbrida, de modo a operar como compensador estático de reativo em mini e micro centrais eólica com gerador de indução auto-excitado, no controle da tensão gerada;

iii- estudar e desenvolver um projeto de nova estrutura de máquina de indução e sistema de controle que possibilite obter um motor de indução com bom desempenho como motor de passo, com o objetivo de minimizar o escorregamento de carga neste modo de operação, sem por outro lado prejudicar suas características de desempenho como motor de indução, abrindo perspectivas de sua utilização em acionamentos específicos como: em robôs de porte industrial, em sistema de pontes rolantes de precisão, em pórticos e sistemas de controle de posição onde é necessário a obtenção de grandes conjugados de sustentação, sem a necessidade de caixas de engrenagens, que normalmente são utilizadas nestes equipamentos, como redutores de velocidade e ao mesmo tempo, como amplificadores mecânicos de conjugado.

Referências Bibliográficas

- Barbi, Ivo., (1985) Teoria Fundamental do Motor de Indução. Florianópolis:UFSC/ELETRÓBRÁS.
- Boczar, A. & Costa Jr, P.P. da, (1986). Torquímetro Digital Baseado em Microprocessador Z-80. Anais do 6º Congresso Brasileiro de Automática. Belo Horizonte- MG, Novembro, Vol.1 : 418-423.
- Borges, M. N., (1985)- Uma Alternativa de Controle de Velocidade do Motor de Indução, Alimentado em Tensão com Frequência Variável, a Fluxo Constante. Belo Horizonte, UFMG. Dissertação de Mestrado.
- Bose, B. K., (1986). Power Electronics and AC Drives. New Jersey, Prentice - Hall, Capítulo 7.
- Bruciapaglia, A. H. & Apolonio, R., (1986). Uma Estratégia de Eliminação de Sobrecarga da Ação Integral para Controladores PID Discretos; Aplicado no Controle de Velocidade de um Motor "C.C", Anais do 2º Congresso Latinoamericano de Controle Automático, Buenos Aires :519-524
- Chattopadhyay, Ajit K. & Rao, T Janardhana. (1980) A Generalized Method of Computer Simulation for Induction Motors with Stator Current Discontinuities and its Applications to a Cycloconverter-Fed Drive. I E E E Trans. on Industry Application, Vol. IA-16, NO.2, : 234-241
- Costa Jr., P.P. da, (1978). Contribuição à Análise do Regime Transitório de Partida de Motor de Indução Alimentado em Tensão. Belo Horizonte, UFMG. Dissertação de Mestrado.
- Costa Jr., P. P., Guimarães, R. A., Menezes, B.R. (1986) . Estratégia de Controle de um Variador Estático de Frequência. Anais 6o.CBA-SBA.

- Belo Horizonte, Vol.1 , : 418-423
- Cruz, F.B.R., Costa, Jr. P.P., Burian, Jr. Y., (1988) Método para Simulação de um Motor de Indução Alimentado por Cicloconversor. Anais 7º CBA- SBA, ITA , São José dos Campos-SP , Vol. :569-576
- Cruz, F.B.R., Costa, Jr. P.P., (1988) Novo Método para Simulação Digital do Sistema Motor de Indução Cicloconversor. Relatório Final de Pesquisa P.R.Pq-UFMG, Belo Horizonte, 1988 .
- Cruz, F .B.R. , Duarte , M. A. & Costa , Jr. P. P., (1990) Simulação Digital de Correntes Descontínuas em Motores de Indução. Anais 8º. CBA- UFFa , Vol.2, Belém - Pa, Setembro :1009-1014
- Doeuff, Rene L., (1977). A Mathematical Model for Static Converters Allowing Digital Simulation of Associate Machines Transients. IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-24, N^o 1, :35-38
- Duarte, M. A., Costa Jr, P. P. da, Silva, S.R. & Guimarães, R. A., (1990). Um Método Alternativo Cossenoidal Aplicado a um Cicloconversor. Anais do 8º Congresso Brasileiro de Automática, Belém-PA : 1021-1026
- Duarte, M. A. , (1991). Regulação Digital de Velocidade de um Motor de Indução Alimentado por Cicloconversor. Belo Horizonte, UFMG. Dissertação de Mestrado.
- Gyugyi, L. , Pelly, B. R., (1976) Static Power Frequency Changers- theory, performance, and application. New York: Wiley Intercience, 1976, capítulos 2, 3 e 4.
- Hansen, K.L., (1922) Torque Components Due to Space Harmonics in Induction Motors. Journal A.I.E.E., Dec., : 928-932
- Hore, D.L. (1981). An A.C Induction Stepping Motor . IEE Second International Conference on Small and Special Electric

- Machines No.202 . London - England, Sept , 34-38
- Jacovides, Linos J.(1973). Analysis of a Cycloconverter-Induction Motor Drive System Allowing for Stator Current Discontinuities. I E E E Trans. on Industry Application, Vol. IA-9, NO.2, 206-215.
- Jones, C. V.,(1967)The Unified Theory of Electrical Machines. London, Butterworth & Co., capítulo 14.
- Jordan, H.E.(1965). Analysis of Induction Machines in Dynamic Systems. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. Pas-84, No.11, November, : 1080-1088.
- Kelemen, A., Crivii, M & Trifa, V.(1982). Numerical Simulation of a Hybrid Type A.C-3 Phase-Stepping Motor Incremental Motion Control System. Third National Conference on Electrical Drive. Univ. Brasov, Brasov -Rumania, 28-30 MA., Vol.1, 31-38.
- Krause, P C. & Thomas, C H.(1965). Simulation of Symmetrical Induction Machinery. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. Pas-84, No11, 1038-1052
- Krause, P.C.(1986). Analysis of Electric Machinery. New York: McGraw-Hill, Capítulos 3, 4 e 7.
- Langsdorf, A. S.(1955). Theory of Alternating Current Machinery. Tokyo: MacGraw-Hill - Kogakusha, Capítulos 4, 5, 6 e 7.
- Lukovinkov V. I. , Zakharenko S. I, & Grachev, S A.(1987). An Approximate method for Analysis of Symmetrical Rotor Induction Motor Stepping. Electric Technology U.S.S.R., N^o1, :238-243
- Mc Murray, W.(1972), The Theory and Desing of Cycloconverters. England : Massachusetts-London,
- Mestha, L. K.,(1986). The Principle and Operation of an Induction Stepping Motor. Bath, University. Dissertação de Ph.D.
- Mesquita, R. C.,(1986). Sistema de Controle de Tensão para Gerador de Indução Auto-Excitado. Belo Horizonte, UFMG. Dissertação de Mestrado.

- Murphy, J. M. D., Turnbull, F. G. (1988). Power Electronic Control of A.C Motors . New York : Pergamon Press, 1988, capítulos 4, 5, 6 e 7
- Murphy, J. M. D. (1973). Thyristor Control of A.C. Motors .New York: Pergamon Press, 1973, capítulos 5 e 6.
- Murthy, S. S. & Berg, G. J. (1982). A New Approach to Dynamic Modeling and Transient Analysis of SCR- Controlled Induction Motors. IEEE Trans on Power Apparatus and Systems, Vol. Pas-101 No. 9, 3141-3150.
- Nath, G. & Berg, G. J. (1981). Transient Analysis of Three-Phase SCR Controlled Induction Motors. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-17 , NO.2, 133-142
- Phillips, C. L & Angle Jr, H. T., (1986) Digital Control Systems: Analysis and Design . Englewood Cliffs, Prentice-Hall, Capítulo 3 e 8
- Pelly, B. R. (1971). Tyristor Phase Controlled Converters and Cycloconverters. Canada: Wiley Intercience,
- Say, M. G. (1976). Alternating Current Machines. London : Pitman Publishing Ltd,
- Silva, S. R., (1984). Uma Contribuição ao Acionamento Elétrico Industrial- Conceção e Projeto de Estimadores de Velocidade e Conjugado para Máquina de Indução. Belo Horizonte, UFMG. Dissertação de Mestrado
- Silva, S. R., & Costa Jr, P. P. da, (1984) .Conceção de Estimadores de Velocidade e Conjugado para Acionamentos de Corrente Alternada. Anais do 5^o Congresso Brasileiro de Automática, Campina Grande Pb. Novembro, : 418-423 .

-APÊNDICE-(A-2.1) -

**Desenvolvimento matemático da expressão para cálculo
da tensão de flutuação**

Neste apêndice será apresentado a seguir o desenvolvimento matemático das expressões para as tensões geradas no processo de abertura das fases do motor ligado em estrela e alimentado a quatro fios.

As equações do motor de indução em variáveis "qd0" com sistema de eixos de referência girando em velocidade arbitrária, com as correntes de estator como variáveis de estado Krause(1986) são:

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega L_{ss} i_{ds} + \omega M i_{dr} + L_{ss} p i_{qs} + M p i_{qr} \quad (A-2.1)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega L_{ss} i_{qs} - \omega M i_{qr} + L_{ss} p i_{ds} + M p i_{dr} \quad (A-2.2)$$

$$0 = r_r i_{qr} + (\omega - \omega_r) L_{rr} i_{dr} + (\omega - \omega_r) M i_{ds} + L_{rr} p i_{qr} + M p i_{qs} \quad (A-2.3)$$

$$0 = r_r i_{dr} - (\omega - \omega_r) L_{rr} i_{qr} - (\omega - \omega_r) M i_{qs} + L_{rr} p i_{dr} + M p i_{ds} \quad (A-2.4)$$

$$v_{0s} = r_s i_{0s} + L_{ls} p i_{0s} \quad (A-2.5)$$

$$0 = r_r i_{0r} + L_{lr} p i_{0r} \quad (A-2.6)$$

Lembrando que o sistema de sequência zero é um sistema desacoplado, pode-se escrever:

$$L_{ss} p i_{qs} + M p i_{qr} = v_{qs} - r_s i_{qs} - \omega L_{ss} i_{ds} - \omega M i_{dr} \quad (A-2.7)$$

$$L_{ss} p i_{ds} + M p i_{dr} = v_{ds} - r_s i_{ds} + \omega L_{ss} i_{qs} + \omega M i_{qr} \quad (A-2.8)$$

$$L_{rr} p i_{qr} + M p i_{qs} = -r_r i_{qr} - (\omega - \omega_r) L_{rr} i_{dr} - (\omega - \omega_r) M i_{ds} \quad (A-2.9)$$

$$L_{rr} p i_{dr} + M p i_{ds} = -r_r i_{dr} - (\omega - \omega_r) L_{rr} i_{qr} - (\omega - \omega_r) M i_{qs} \quad (A-2.10)$$

onde:

$$L_{ss} = L_{ls} + M$$

$$M = (3/2) L_{ms}$$

Escrevendo na forma matricial tem-se :

$$\begin{bmatrix} L_{ss} & 0 & M & 0 \\ 0 & L_{ss} & 0 & M \\ M & 0 & L_{rr} & 0 \\ 0 & M & 0 & L_{ss} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} -r_r & -\omega L_{ss} & 0 & -\omega M \\ \omega L_{ss} & -r_s & \omega M & 0 \\ 0 & -(\omega - \omega_r) M & -r_r & -(\omega - \omega_r) L_{rr} \\ (\omega - \omega_r) M & 0 & (\omega - \omega_r) L_{rr} & -r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (A-2.11)$$

Após manipulação algébrica sobre a equação (A-2.11) obtém-se na forma de equação de estado o conjunto de equações dadas a seguir:

$$\begin{bmatrix} p i_{qs} \\ p i_{ds} \\ p i_{qr} \\ p i_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_{rr})/a_0 & 0 & 00 \\ 0 & (L_{rr})/a_0 & 00 \\ (M)/a_0 & 0 & 00 \\ 0 & -(M)/a_0 & 00 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_q \\ v_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} -(r_s L_{rr})/a_0 & (-\omega a_0 - \omega_r M^2)/a_0 & (r_r M)/a_0 & (-\omega_r L_m M)/a_0 \\ (\omega a_0 + \omega_r M^2)/a_0 & (-r_s L_{rr})/a_0 & (\omega_r L_m M)/a_0 & (r_r M)/a_0 \\ (r_s M)/a_0 & (L_{ss} M \omega_r)/a_0 & (-r_r L_{ss})/a_0 & (-\omega a_0 + L_{ss} L_{rr} \omega_r)/a_0 \\ (-L_{ss} M \omega_r)/a_0 & (r_s M)/a_0 & (\omega a_0 - L_{ss} L_{rr} \omega_r)/a_0 & (r_r L_{ss})/a_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (A-2.12)$$

Onde: $a_0 = L_{rr} L_{ss} - M^2$

Fazendo : $a_1 = (L_{rr})/a_0$; $a_2 = 1/a_0$; $a_3 = (r_s L_{rr})/a_0$

$a_4 = (M^2)/a_0$; $a_5 = (r_s)/a_0$; $a_6 = (r_r M)/a_0$;

$a_7 = (L_{rr} M)/a_0$

Adotando o sistema de eixos de referência "qd0" fixado no estator para o estudo de condições desequilibradas (Krause, 1965), o conjunto de equações de estado para o estator é dado por:

$$\begin{bmatrix} p i_{qs} \\ p i_{ds} \\ p i_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 \omega & 0 \\ 0 & 0 & a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{0s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -a_3 & -a_4 & 0 \\ a_4 \omega_r & -a_3 & 0 \\ 0 & 0 & -a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_6 & -a_7 \omega_r & 0 \\ a_7 & a_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} \quad (A-2.13)$$

Fazendo transformação inversa obtém-se o conjunto de equações na forma de variáveis naturais dado a seguir:

$$\begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & -\sqrt{3}/3 & \sqrt{3}/3 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p i_{as} \\ p i_{bs} \\ p i_{cs} \end{bmatrix} = 2/3 \begin{bmatrix} a_1 & -a_1/2 & -a_1/2 \\ 0 & (-\sqrt{3}/2)a & (\sqrt{3}/2)a \\ a_2/2 & a_2/2 & a_2/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} \quad (A-2.14)$$

onde:

$$\begin{bmatrix} A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_3 & -a_4 \omega_r & 0 \\ a_4 \omega_r & -a_3 & 0 \\ 0 & 0 & -a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_6 & -a_7 \omega_r & 0 \\ a_7 \omega_r & a_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{0r} \end{bmatrix}$$

Para determinar a tensão " v_{as} " que deve existir na fase " a_s " de modo a garantir corrente " i_{as} " e sua derivada pi_{as} iguais a "zero", a equação (A-2.14) é colocada na seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} -(2/3)a_1 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & -\sqrt{3}/3 & \sqrt{3}/3 \\ -(2/3)a_2/2 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ pi_{bs} \\ pi_{cs} \end{bmatrix} = 2/3 \begin{bmatrix} -1 & -a/2 & -a/2_{as} \\ 0 & (-\sqrt{3}/2)a_1 & (\sqrt{3}/2)a_1 \\ -1/2 & a_2/2 & a_2/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} pi_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \end{bmatrix} \quad (A-2.15)$$

Onde a equação (A-2.15) é da forma :

$$\begin{bmatrix} C \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z \end{bmatrix}$$

onde :

$$\begin{bmatrix} Z \end{bmatrix} = 2/3 \begin{bmatrix} -1 & -a/2 & -a/2_{as} \\ 0 & (-\sqrt{3}/2)a_1 & (\sqrt{3}/2)a_1 \\ -1/2 & a_2/2 & a_2/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} pi_a \\ v_b \\ vcs \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \end{bmatrix}$$

Os elementos do vetor [Z] modificam segundo a abertura das fases. A seguir é dado os elementos de [Z] para cada modo de operação :

Modo de operação: fase "a" aberta

$$[Z] = \begin{bmatrix} -(1/3)a_1 v_{bs} & -(1/3)a_1 v_{cs} & -a_3 i_{qs} & -a_4 \omega r ds & +a_6 i_{qr} & -a_7 \omega r dr \\ -(\sqrt{3}/3)a_1 v_{bs} & +(\sqrt{3}/3)a_1 v_{cs} & +a_4 \omega r qs & -a_3 i_{ds} & +a_7 \omega r dr & +a_6 i_{dr} \\ (1/3)a_2 v_{bs} & +(1/3)a_2 v_{cs} & -a_5 i_{os} & & & \end{bmatrix}$$

$$Z_1 = -(1/3)a_1 v_{bs} - (1/3)a_1 v_{cs} - a_3 i_{qs} - a_4 \omega r ds + a_6 i_{qr} - a_7 \omega r dr$$

$$Z_2 = -(\sqrt{3}/3)a_1 v_{bs} + (\sqrt{3}/3)a_1 v_{cs} + a_4 \omega r qs - a_3 i_{ds} + a_7 \omega r dr + a_6 i_{dr}$$

$$Z_3 = (1/3)a_2 v_{bs} + (1/3)a_2 v_{cs} - a_5 i_{os}$$

Modo de operação : fase "b" aberta

$$Z_1 = -(1/3)a_1 v_{as} - (1/3)a_1 v_{cs} - a_3 i_{qs} - a_4 \omega r ds + a_6 i_{qr} - a_7 \omega r dr$$

$$Z_2 = -(\sqrt{3}/3)a_1 v_{cs} + a_4 \omega r qs - a_3 i_{ds} + a_7 \omega r dr + a_6 i_{dr}$$

$$Z_3 = (1/3)a_2 v_{as} + (1/3)a_2 v_{cs} - a_5 i_{os}$$

Modo de operação: fase "c" aberta

Modo de operação: fases "a" e "b" abertas

$$Z_1 = -(1/3)a_1 v_{cs} - a_3 i_{qs} - a_4 \omega r i_{ds} + a_6 i_{qr} - a_7 \omega r i_{dr}$$

$$Z_2 = -(\sqrt{3}/3)a_1 v_{cs} + a_4 \omega r i_{qs} - a_3 i_{ds} + a_7 \omega r i_{dr} + a_6 i_{dr}$$

$$Z_3 = (1/3)a_2 v_{cs} - a_5 i_{os}$$

Modo de operação: fases "a" e "c" abertas

$$Z_1 = -(1/3)a_1 v_{bs} - a_3 i_{qs} - a_4 \omega r i_{ds} + a_6 i_{qr} - a_7 \omega r i_{dr}$$

$$Z_2 = -(\sqrt{3}/3)a_1 v_{bs} + a_4 \omega r i_{qs} - a_3 i_{ds} + a_7 \omega r i_{dr} + a_6 i_{dr}$$

$$Z_3 = (1/3)a_2 v_{bs} - a_5 i_{os}$$

Modo de operação: fases "a", "b" e "c" abertas

$$Z_1 = -a_3 i_{qs} - a_4 \omega r i_{ds} + a_6 i_{qr} - a_7 \omega r i_{dr}$$

$$Z_2 = a_4 \omega r i_{qs} - a_3 i_{ds} + a_7 \omega r i_{dr} + a_6 i_{dr}$$

$$Z_3 = -a_5 i_{os}$$

A solução do sistema $[C][X] = [Z]$ para cada modo de operação é obtida utilizando-se "Cramer" .

Onde $[C]$ e $[X]$ também sofrem alterações de seus elementos em cada modo de operação.

Solução do sistema para a fase "a" aberta: cálculo de v_{as} para $i_{as} = 0$ e $p i_{as} = 0$

$$[C] = \begin{bmatrix} -(2/3)a_1 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & -\sqrt{3}/3 & \sqrt{3}/3 \\ -(2/3)a_2/2 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix}; \quad [X] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ pi_{bs} \\ pi_{cs} \end{bmatrix}$$

Aplicando "Cramer"

$$\det[C] = \left[(2\sqrt{3}a_1)/27 + (\sqrt{3}a_2)/27 + (\sqrt{3}a_2/27 + 2(\sqrt{3}a_1)/27) \right]$$

$$= \frac{4\sqrt{3}a_1 + 2\sqrt{3}a_2}{27}$$

$$\det[C_1] = \det \begin{bmatrix} Z_1 & -1/3 & -1/3 \\ Z_2 & -\sqrt{3}/3 & \sqrt{3}/3 \\ Z_3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} = \frac{2\sqrt{3}Z_1}{9} - \frac{2\sqrt{3}Z_3}{9}$$

Então:

$$v_{as} = \frac{\det [C_1]}{\det [C]} = \frac{-3(Z_1 + Z_3)}{2a_1 + a_2}$$

Solução do sistema para fase "b" aberta: cálculo de v_{bs} para $i_{bs} = 0$ e $pi_{bs} = 0$

$$[C] = \begin{bmatrix} 2/3 & a_1/3 & -1/3 \\ 0 & \sqrt{3}/3 a_1 & \sqrt{3}/3 \\ 1/3 & -a_2/3 & 1/3 \end{bmatrix}; \quad [X] = \begin{bmatrix} pi_{as} \\ v_{bs} \\ pi_{cs} \end{bmatrix}$$

$$\det[C] = \frac{4\sqrt{3}a_1 + 2\sqrt{3}a_2}{27}$$

$$\det[C_2] = \det \begin{bmatrix} 2/3 & Z_1 & -1/3 \\ 0 & Z_2 & \sqrt{3}/3 \\ 1/3 & Z_3 & 1/3 \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}Z_1 + 3Z_2 - 2\sqrt{3}Z_3}{9}$$

Então:

$$v_{bs} = \frac{\det[C_2]}{\det[C]} = \frac{3(Z_1 + \sqrt{3}Z_2 - 2Z_3)}{2(2a_1 + a_2)}$$

$$v_{bs} = \frac{-3Z_4}{(2a_1 + a_2)}$$

$$\text{onde: } Z_4 = -(1/2)Z_1 - (\sqrt{3}/2)Z_2 + Z_3$$

Solução do sistema para fase "c" aberta: cálculo de v_{cs} para $i_{cs} = 0$ $pi_{cs} = 0$

$$[C] = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & a_1/3 \\ 0 & -\sqrt{3}/3 & -(\sqrt{3}/3)a_1 \\ 1/3 & 1/3 & -a_2/3 \end{bmatrix}; \quad [X] = \begin{bmatrix} pi_{as} \\ pi_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}$$

$$\det[C] = \det \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & a_1/3 \\ 0 & -\sqrt{3}/3 & -(\sqrt{3}/3)a_1 \\ 1/3 & 1/3 & -a_2/3 \end{bmatrix} = \left[\frac{2\sqrt{3}a_2 + 4\sqrt{3}a_1}{27} \right]$$

$$\det[C_3] = \det \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & Z_1 \\ 0 & -\sqrt{3}/3 & Z_2 \\ 1/3 & 1/3 & Z_3 \end{bmatrix} = \left[\frac{\sqrt{3}Z_1 - 3Z_2 - 2\sqrt{3}Z_3}{9} \right]$$

$$v_{CS} = \frac{\det[C_3]}{\det[C]} = \frac{3}{2} \left[\frac{Z_1 - \sqrt{3}Z_2 - 2Z_3}{2a_1 + a_2} \right]$$

$$v_{CS} = -3Z_4 / (2a_1 + a_2)$$

onde : $Z_4 = -(1/2)Z_1 + (\sqrt{3}/2)Z_2 + Z_3$

Solução do sistema para fase "a" e "b" abertas : cálculo de $v_{as} (i_{as} = 0 \text{ e } pi_{as} = 0)$ e $v_{bs} (i_{bs} = 0 \text{ e } pi_{bs} = 0)$

$$[C] = \begin{bmatrix} -(2/3)a_1 & a_1/3 & -1/3 \\ 0 & (\sqrt{3}/3)a_1 & \sqrt{3}/3 \\ -a_2/3 & -a_2/3 & 1/3 \end{bmatrix} ; \quad [X] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ pi_{CS} \end{bmatrix}$$

$$\det[C] = \det \begin{bmatrix} -(2/3)a_1 & a_1/3 & -1/3 \\ 0 & (\sqrt{3}/3)a_1 & \sqrt{3}/3 \\ -a_2/3 & -a_2/3 & 1/3 \end{bmatrix} = \left[\frac{-2\sqrt{3}a_1^2 - 4\sqrt{3}a_1 a_2}{27} \right]$$

$$\det[C_1] = \det \begin{bmatrix} Z_1 & a_1/3 & -1/3 \\ Z_2 & (\sqrt{3}/3)a_1 & \sqrt{3}/3 \\ Z_3 & -a_2/3 & 1/3 \end{bmatrix} =$$

$$\det[C_1] = [\sqrt{3}(Z_1(a_1 + a_2) + 2Z_3 a_1) + Z_2(a_2 - a_1)]/9$$

$$\det[C_2] = \det \begin{bmatrix} -(2/3)a_1 & Z_1 & -1/3 \\ 0 & Z_2 & \sqrt{3}/3 \\ -a_2/3 & Z_3 & 1/3 \end{bmatrix} =$$

$$\det[C_2] = [\sqrt{3}(Z_1 a_2 + 2Z_3 a_1) - Z_2(2a_1 - a_2)]/9$$

$$v_{as} = \frac{\det[C_1]}{\det[C]} = \frac{3 Z_4}{a_1^2 + 2a_1 a_2}$$

onde:

$$Z_4 = -(1/2)Z_1(a_1 + a_2) + (1/3)(\sqrt{3}/2)Z_2(a_1 - a_2) - a_1 Z_3$$

$$v_{bs} = \frac{\det[C_2]}{\det[C]} = \frac{3 Z_4}{a_1^2 + 2a_1 a_2}$$

onde :

$$Z_4 = [3a_2 Z_1 + \sqrt{3}(2a_1 + a_2)Z_2 - 6a_1 Z_3]/6$$

Solução do sistema para fases "a" e "c" abertas: cálculo de v_{as}
 ($i_{as} = 0$ e $pi_{as} = 0$) e v_{cs} ($i_{cs} = 0$ e $pi_{cs} = 0$)

De maneira análoga ao procedimento anterior tem-se:

$$v_{as} = \frac{\det[C_1]}{\det[C]} = \frac{3 Z_4}{a_1^2 + 2a_1 a_2}$$

onde:

$$Z_4 = -(a_1 + a_2)Z_1/2 + (\sqrt{3}/2)Z_2/3 - a_1 Z_3$$

$$v_{cs} = \frac{\det[C_3]}{\det[C]} = \frac{3 Z_4}{a_1^2 + 2a_1 a_2}$$

onde:

$$Z_4 = a_2 Z_1/2 - (2a_1 + a_2)\sqrt{3}Z_2/6$$

Solução do sistema para fases "b" e "c" abertas: cálculo de v_{bs}
 ($i_{bs} = 0$ e $pi_{bs} = 0$) e v_{cs} ($i_{cs} = 0$ e $pi_{cs} = 0$)

$$v_{bs} = \frac{\det[C_2]}{\det[C]} = \frac{3 Z_4}{a_1^2 + 2a_1 a_2}$$

onde :

$$Z_4 = a_1 Z_1/2 + (\sqrt{3}/2)(a_1 + 2a_2)Z_2/3 - a_1 Z_3$$

$$v_{cs} = \frac{\det[C_3]}{\det[C]} = \frac{3 Z_4}{a_1^2 + 2a_1 a_2}$$

onde :

$$Z_4 = a_1 Z_1 / 2 - (2a_2 + a_1)(\sqrt{3}/2)Z_2 / 3 - a_1 Z_3$$

Solução do sistema para as fases "a" , "b" e "c" abertas:
 cálculo de v_{as} ($i_{as}=0$ e $pi_{as}=0$), v_{bs} ($i_{bs}=0$ e $pi_{bs}=0$) e v_{cs} ($i_{cs}=0$ e $pi_{cs}=0$) .

De maneira analoga aos procedimentos anteriores tem-se:

$$v_{as} = \frac{\det[C_1]}{\det[C]} = \left[\frac{a_2 Z_1 - a_1 Z_3}{2a_1 a_2} \right]$$

$$v_{bs} = \frac{\det[C_2]}{\det[C]} = \left[\frac{a_2 Z_1 + \sqrt{3}a_2 Z_2 - 2a_1 Z_3}{2a_1 a_2} \right]$$

$$v_{cs} = \frac{\det[C_3]}{\det[C]} = \left[\frac{a_2 Z_1 - \sqrt{3}a_2 Z_2 - 2a_1 Z_3}{2a_1 a_2} \right]$$

- APÊNDICE-(A-2.2)-

CARACTERÍSTICAS do MOTOR de INDUÇÃO

Os parâmetros do motor de indução utilizado na montagem e na simulação obtidos segundo método de Jones-1967 são os seguintes:

$R_e = 18.22 \Omega$ / fase (resistência do estator/fase)

$R_r = 9.89 \Omega$ (resistência equivalente do rotor/fase)

$L_{ss} = 930.69$ mH/fase (indutância própria do estator/fase)

$L_{rr} = 953.37$ mH/fase (indutância própria do rotor)

$M = 884.65$ mH/fase (mútua indutância)

$J = 0.8 \times 10^{-3} \text{ kg.m}^2$ (momento de inércia)

$B = 50 \times 10^{-3} \text{ kg.m}^2/\text{s}$ (constante de viscosidade)

$C_n = 2.0$ N.m (conjugado nominal)

Dados de placa:

Tensão de alimentação: 380/220v (Y/ Δ)

Potência : 0.5 C.V

Frequência : 60 Hz

Rotação : 1730 rpm

DESENVOLVIMENTO DO " HARDWARE ": CICLOCONVERSOR de TRÊS PULSOS

Descrição do Projeto -

O cicloconversor pode ter seu funcionamento geral compreendido pelo diagrama de bloco dado "na Figura-(A-3.1.1)" a seguir.

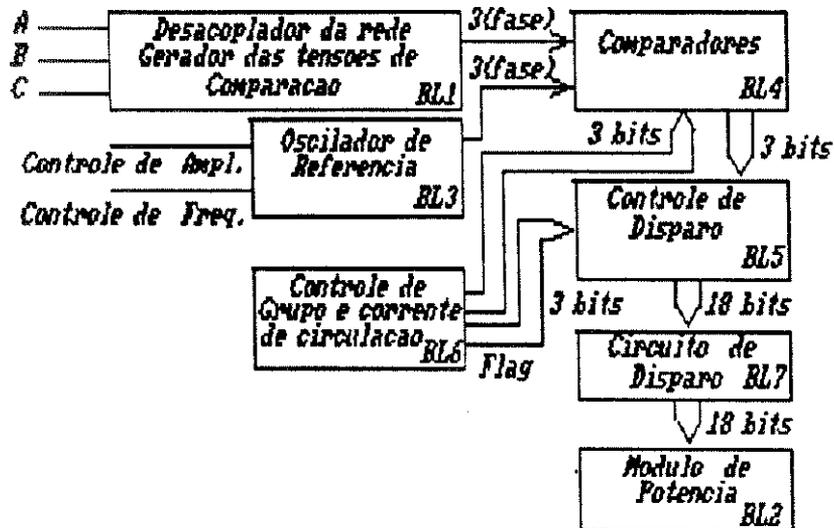


DIAGRAMA DE BLOCOS REPRESENTATIVO DA ESTRUTURA DO CICLOCONVERSOR

Figura-(A-3.1.1)

O Bloco-1 na Figura-(A-3.1.1) tem por função obter as tensões de comparação, conforme mencionado anteriormente, e além disto, permite o desacoplamento do circuito de controle do sistema de potência (rede), impedindo que transientes deste venham danificar os componentes eletrônicos .

O Bloco-3 corresponde à placa do oscilador de referência. Nela são geradas tensões alternadas com auxílio de síntese digital, com forma de onda pré-definidas e defasadas entre si de 120° , constituindo

portanto um sistema de tensões trifásicas que são utilizadas como tensões modulantes. O circuito do oscilador possui recursos, que o torna capaz de controlar a frequência e a amplitude das tensões modulantes, independentemente.

Os sinais correspondentes às tensões de comparação e modulante gerados nos Blocos "1" e "3" são aplicados ao Bloco-4 que corresponde a três placas de comparadores. Cada placa está associada a uma fase de saída do cicloconversor. O diagrama de blocos das placas dos comparadores é mostrado na Figura-(A-3.1.3). Nelas existem três circuitos comparadores, sendo que cada um deles recebe no terminal da entrada não inversora, uma das tensões de comparação gerada no Bloco-1 e no terminal correspondente à entrada inversora, a tensão modulante associada a cada fase de saída do cicloconversor, conforme indicado no esquema da Figura-(A-3.1.4). Os comparadores irão mudar de estado na saída, cada vez que os sinais nas entradas dos circuitos comparadores se igualarem. A mudança de estado do nível "zero" para o nível "um" ocorrerá quando a tensão de comparação se tornar maior do que a tensão modulante ou vice-versa, quando a tensão de comparação for menor do que a tensão modulante. Estas transições são utilizadas para gerar os pulsos de disparo dos "SCRs", pois elas coincidem com o ângulo de disparo dos "SCRs", dependendo do grupo em operação (grupo "+" ou grupo "-") Assim sendo, quando o grupo em operação for o positivo, um pulso de controle é gerado toda vez que a tensão modulante se tornar maior que a tensão de comparação. Por outro lado quando o grupo de operação for o grupo negativo, o pulso de controle será gerado no instante em que a tensão modulante se tornar menor do que a tensão de comparação.

A seleção da transição adequada, é feita a partir de um sinal de controle de grupo, gerado no Bloco-6, o qual será analisado posteriormente.

Como temos três comparadores para cada fase de saída do cicloconversor, temos também três pulsos gerados por três "mono-estáveis" engatilhados pelas transições dos comparadores Figura-(A-3.1.8). No Bloco-5 se tem um circuito que controla o disparo dos "SCRs". Este circuito recebe os pulsos provenientes dos "mono-estáveis" do bloco

comparador e através do processamento adequado destes pulsos são gerados os sinais de controle dos "SCRs". Este Bloco possui três "flip-flop" que registram qual é o "SCR" que deve ser disparado ver Figuras-(A-3.1.9) e (A-3.1.10). Os sinais de controle gerados neles são aplicados ao circuito de disparo, de onde sai um "trem" de pulsos para disparar os "SCRs" dos dois grupos.

O circuito de controle de grupo e corrente de circulação foi implementado de duas formas distintas. A primeira implementação foi realizada da seguinte forma :

i- Uma memória do tipo "eprom-2716" recebe como endereço a saída do contador existente na placa do oscilador de referência, para que haja perfeito sincronismo entre o circuito controle de grupo e a tensão modulante . Como existe uma correspondência entre as fases de saída do cicloconversor e as fases do oscilador trifásico de referência, foi necessário associar dois "bits" do barramento a cada fase de saída do cicloconversor. Um dos "bits" é responsável pelo controle de grupo . Isto é; quando a modulante correspondente a fase em questão está positiva, este "bit" de controle se mantém em nível "um". Quando a modulante está negativa, este "bit" é mantido em nível "zero" . Este sinal de controle de grupo é utilizado pelo comparador para selecionar qual das bordas de saída do comparador será utilizada para gerar os sinais de controle dos "SCRs". Além, disto é também utilizado pelo controle de disparo para selecionar o "SCR" de que grupo deve ser disparado.

O outro "bit" é utilizado para sincronizar o circuito de supressão da corrente de circulação com a tensão modulante . O funcionamento deste circuito é o seguinte: alguns instantes antes da modulante mudar de polaridade, isto é, 2.8^0 antes da modulante passar da polaridade positiva para polaridade negativa, ou vice-versa, o "bit" de sincronismo é levado ao nível lógico "zero", e mantido neste estado durante um período correspondente a 2.8^0 na onda da tensão modulante, após a mudança de polaridade . Este sinal de sincronismo "flag" ativa um circuito que bloqueia os pulsos de todos "SCRs" e passa a monitorar a corrente da fase em questão do cicloconversor. Quando a corrente vai a zero, isto é, atinge o valor "zero", o circuito libera novamente os

"SCRs" depois de decorrido o tempo necessário à extinção dos "SCRs", garantindo com isto que um dado "SCR" do grupo, que está em condição favorável à condução, só receba pulso de disparo quando todos os "SCRs" do grupo que estava em estado de condução, forem mantidos em extinção. Isto evita a possibilidade de ocorrer corrente de circulação os entre grupos .

ii- Durante os testes, verificou-se que este processo de controle de grupo, apresentava o inconveniente de produzir tranco no motor. Isto porque enquanto a corrente não passasse pelo valor "zero", o "SCR" que estava em condução permanecia neste estado fazendo com que a fase correspondente a este "SCR" ficasse continuamente ligada ao motor.

Para contornar esta dificuldade, foi projetado um outro circuito de controle de grupo, utilizando a mesma memória do circuito anterior. Com o projeto o "bit" de controle de grupo foi utilizado para ativar um circuito , que no instante da mudança da polaridade da modulante, passa a monitorar a corrente porém, sem bloquear os pulsos de disparo nos "SCRs" no grupo que estava em condução . Assim , no momento da passagem da corrente por "zero", este circuito faz a amostragem do "bit" de controle de grupo da memória e armazena seu estado em um "latch". No instante em que é feita esta amostragem, é gerado simultaneamente um pulso que bloqueia todos os "SCRs", até que ocorra um novo pulso de controle nos comparadores, garantindo desta maneira que os "SCRs" do novo grupo só entrarão em operação, quando todos os "SCRs", do grupo que estava em condução, estiverem cortados. Evita-se assim a existência de corrente de circulação entre os grupos .

Após a apresentação do Bloco-6(controle de grupo e corrente de circulação), passaremos a descrever como estas funções são realizadas pela placa de controle de grupo cujo esquema eletrônico é apresentado na Figura-(A-3.1.2). A descrição de seu funcionamento será feita considerando-se inicialmente o circuito operando em regime permanente .

Suponha que em um determinado instante uma fase qualquer esteja no semi-ciclo positivo . A saída "Q"(controle de grupo) da seção "B" do CI-7474 estará então, em nível lógico "um" e a saída "Q" da seção "A" do

mesmo circuito integrado, estará no nível lógico "zero". Nesta situação, o circuito está inativo, pois, a porta lógica "nand" (CI-7400) ficará bloqueada pela saída "Q" da seção "A" do CI-7474 e portanto, independente do estado lógico da entrada "I" a saída da porta "nand" se manterá no nível lógico "um".

O "bit" de controle de grupo será aplicado sem inversão ao "clock" da seção "A" do CI-7474, pois, o pino 9 da seção "3" do CI- (7400) estará em nível lógico "um" e portanto, habilitada. O pino 4 da seção "4" do CI- (7400) estará em nível lógico "um", pois, teremos nível lógico "zero"(Q -B) no pino 1 da seção "2" do CI_ (7400), o que forçará a sua saída ao nível "um" assim o bit de controle de grupo será invertido pela seção "3" do CI- (7400) e invertido novamente na seção "4" do mesmo circuito integrado. Assim sendo, quando a modulante mudar a sua polaridade de positiva para negativa, o "bit" de controle de grupo irá do nível lógico "um" para o nível lógico "zero". Portanto, haverá uma borda de descida no "clock" da seção "A" do CI-7474 . Como este "flip-flop" é sensível à borda de descida, o nível lógico presente no pino 2 de entrada deste circuito integrado será transferido para a saída "Q" durante a ocorrência da borda de descida do "clock". O pino 2 deste "flip-flop" está permanentemente ligada ao Vcc. Deste modo quando a modulante mudar a polaridade de positiva para negativa, a saída "Q" da seção "A" do CI-7474 irá para o nível lógico "um", o que permitirá que "I" apareça invertido na saída da porta lógica "nand"(pino 3). Ou seja, tem-se informação de "I" no pino 1 da seção "A" do CI-74123. Esta informação corresponde à corrente na fase, e enquanto houver corrente circulando nela, "I" estará em nível lógico "um" ("I" = 0) e portanto, nada acontecerá. No instante em que a corrente for para valor "zero", "I" irá também e teremos uma borda de descida no pino 1 do CI-74123. O "mono-estável" está configurado para ser disparado nesta transição (ver tabela verdade do CI-74123). Uma vez disparado o "mono-estável" da seção "A" do CI-74123, a sua saída "Q", irá para o nível lógico "zero". Como esta saída é conectada ao "clock" do "flip-flop" da seção "B" do CI-7474, a informação presente na entrada "D" (pino -12) deste circuito integrado será transferida para a sua saída "Q". Como na entrada "D" esta conectado o "bit" de controle de grupo, e este se encontra em nível lógico "zero", visto que a tensão modulante já estava com a polaridade negativa,

a saída "Q" do "flip-flop" da seção "B" irá para o nível lógico "zero". Isto significa que agora o grupo de "SCRs" em condução será o do grupo negativo.

O "mono-estável" da seção "B" do CI-74123 tem a sua entrada (pino -9) conectada à saída "Q" do "mono-estável" da seção "A" do mesmo circuito integrado. Quando o "mono-estável" "A" é disparado, a sua saída "Q" vai para o nível lógico "um" e depois de um certo tempo, volta para o nível lógico "zero". Neste instante, o "mono-estável" "B" é disparado e a sua saída "Q" é utilizada para zerar todos os "flip-flop" do comparador, impedindo que haja pulsos de disparo nos "SCRs", pelo menos durante o tempo de extinção deles, o necessário para que o último "SCR" em condução fique realmente cortado. Simultaneamente esta saída (pulso do flag) é aplicada ao "clear" do "flip-flop" da seção "A" do CI-7474, fazendo com que a saída "Q" deste circuito integrado vá para "zero", bloqueando a porta "nand" da seção "A" do CI-7400 e assim desativando o circuito. O processo descrito anteriormente se repete quando a polaridade da tensão modulante muda de negativa para positiva, porém, com a diferença que agora, a saída "Q" do "flip-flop" da seção "B" do CI-7474 se encontra em nível "zero". Portanto, o "bit" de controle de grupo será aplicado invertido no "clock" do "flip-flop" da seção "A". Assim quando este "bit" for do nível lógico "zero" para o nível lógico "um", o "clock" do "flip-flop" da seção "A" irá do nível lógico "um" para o nível "zero" e o processo se repetirá; ou seja, a saída "Q" do "flip-flop" da seção "B" irá para nível lógico "um" quando a corrente for para o nível "zero".

A razão de se utilizar dois "mono-estáveis", se deve ao fato de que o "clock" do "flip-flop" da seção "B" deve permanecer em nível lógico "zero" por um tempo mínimo, para garantir a operação correta do dispositivo. O "flip-flop" da seção "B", deve ser ajustado em função do tempo de extinção dos "SCRs", e, a duração de seu pulso de saída deve ser pelo menos um pouco maior do que este tempo.

Descrição do circuito da placa dos comparadores-

Esta placa recebe os sinais REFA, REFB e REFC a eles são adicionados um valor de tensão contínua. Estes sinais modificados são

aplicados às entradas não inversoras de três circuitos comparadores conforme mostrado na Figura-(A-3.1.4).

A saída de cada comparador é conectada a um circuito lógico combinacional (CI-7400), cuja finalidade é de selecionar a borda de descida ou a borda de subida do sinal na saída do comparador, que irá gatilhar o pulso de comando para disparo.

Esta seleção é feita em função do sinal de controle de grupo. Este sinal, proveniente da placa de controle de grupo e corrente de circulação é recebido por dois circuitos inversores (CI-74LS04), cuja função é servir de "buffer" e também fornecer os sinais de controle do grupo positivo " G^+ " e do grupo negativo " G^- " conforme mostrado na Figura-(A-3.1.7).

Estes sinais são utilizados:

- na entrada do circuito combinacional "seletor de borda" Figura-(A-3.1.7) para gatilhamento dos pulsos de comando de disparo;
- no estágio processador de nível D.C Figuras-(A-3.1.5) e (A-3.1.6);
- no estágio de controle de disparo conforme mostrado na Figura-(A-3.1.10).

As saídas "GATA", "GATB" e "GATC" do estágio seletor de borda Figura-(A-3.1.7) são conectadas a dois circuitos "mono-estáveis" (CI-74123) segundo diagrama da Figura(A-3.1.8). Os "mono-estáveis" foram programados para serem sensíveis à borda de descida portanto serão disparados na borda de descida dos sinais provenientes do estágio seletor de borda.

Esta situação corresponde à tensão modulante ficar maior do que a tensão de referência, na condição de habilitação do grupo positivo.

Neste ponto de comparação a derivada da tensão de referência é negativa.

Se o grupo é negativo, o sinal " G^- " estará em nível alto e a saída do comparador seguirá o caminho segundo as seções "A", "B" e "C" do CI-7400 conforme diagrama da Figura-(A-3.1.7) do estágio seletor de borda e aparecerá invertida na entrada do "mono-estável". Isto corresponde a condição do sinal modulante estar mais negativo do que o sinal correspondente à tensão de referência. Nesta situação, a derivada do sinal relativo à tensão de referência é positivo.

As saídas dos mono-estáveis são conectadas a um circuito de lógica combinacional porta "and" (CI-7411) e a um conjunto de "flip-flop" do tipo J-K, sensíveis à borda de descida, conforme diagrama mostrado na Figura-(A-3.1.9).

A cada "flip-flop" corresponde um par de "SCRs", sendo que um dos "SCRs" pertence ao grupo positivo e o outro ao grupo negativo.

Quando há uma comparação favorável em uma das fases de entrada (REFA, REFB, REFC), o "mono-estável" correspondente é disparado. A saída "Q" deste "mono-estável", que durante o disparo é levada momentaneamente ao nível lógico "zero", força através da porta "and" o "reset" dos "flip-flop" correspondentes aos "SCRs" das outras fases, enquanto que a saída "Q" deste "mono-estável" está diretamente conectada ao "Clock" do "flip-flop" que comanda a fase correspondente, fazendo com que a saída deste mude de estado.

Como este "flip-flop" já havia sido "zerado" pela fase que estava em condução, sua saída "Q" passa para o nível lógico "hum", habilitando os "SCRs" em questão.

A saída "Q" do "mono-estável" poderia ter sido utilizada como pulso de "Clock" para o "flip-flop". Entretanto, foi utilizada a saída "Q", para permitir um comando não adjacente com um intervalo entre "trens" de pulsos programáveis pela constante de tempo dos "mono-estáveis", o que torna o circuito de aplicação mais geral, pois a não adjacência pode ser feita tão pequena que o comando se comporta como adjacente e pode ser feita tão distante quanto necessária se for o caso.

Os circuitos lógicos combinacionais porta "and" também recebem o sinal "reset" gerado no circuito de controle de grupo ("flag") para que todos os "flip-flop" sejam "zerados" na mudança de grupo, garantindo a não circulação de corrente entre os "SCRs" do grupo positivo e do grupo negativo.

As saídas dos "flip-flop" são conectadas às entradas de dois circuitos lógicos combinacionais porta "and" que também recebem os sinais de bloqueio de disparo e os de controle de grupo de "SCRs" em operação. (ver Figura-(A-3.1.10)).

A saída de cada porta "and" é conectada à entrada de uma seção de um CI-LM324, cuja finalidade é de operar como "buffers", elevando também o nível da tensão no barramento de sinais de disparo para $\pm 13V$, ou seja, o nível lógico "um" corresponderá a $+ 13V$ e ao nível lógico "zero" à $- 13V$, elevando assim a margem de ruído para aproximadamente $26V$. Com isto reduz a possibilidade de haver disparo de "SCRs", devido a ruídos de baixo nível.

Oscilador de referência-

Nesta seção é apresentada a descrição do funcionamento do oscilador de referência e o diagrama do seu circuito.

Funcionamento do oscilador-

O oscilador tem como célula principal um bloco responsável pela variação da frequência, denominado "oscilador tensão controlada".

Uma tensão contínua de referência é aplicada à entrada inversora do circuito integrado "LM301" que funciona como entrada do bloco "V.C.O." Figura-(A-3.1.11). Na saída deste bloco obtém-se uma onda quadrada que servirá de "clock" para um conjunto de contadores binário crescente /decrecente, ligados de maneira a obter um barramento de endereçamento de oito "bits" para a memória "eprom-2732".

Nesta memória foram gravadas dados correspondentes a quatro conjunto de curvas, sendo um conjunto formado por três senoides defasadas

de 120° elétricos, um conjunto formado por três ondas triangulares defasadas de 120° elétricos, um conjunto formado por três ondas quadradas defasadas de 120° elétricos e um conjunto de três ondas dente de serra defasadas de 120° elétricos.

Esta memória quando endereçada pelos contadores módulo 256, de oito "bits" fornece uma saída de oito "bits" na qual estão presentes na forma binária os valores instantâneo das ondas nela gravada.

O barramento de saída da memória vai a três circuito "latch" de oito "bits" os quais são controlados pelo circuito demultiplexador. A saída de cada circuito "latch" vai para os conversores "DAC", associados as fases "A", "B" e "C" do oscilador.

Os diagramas relativos a implementação dos contadores, demultiplexador, memória, circuito "latch" e conversor digital analógico, são apresentados nas Figuras-(A-3.1.12) e (A-3.1.13).

A utilização de contadores crescente / decrescente, permite-nos controlar a sequência de fase. Isto dependerá da maneira como o mesmo é implementado.

Adotou-se a contagem crescente para a sequência de fase positiva e a decrescente para a sequência de fase negativa.

A frequência das ondas de saída é controlada variando-se o nível da tensão contínua aplicada ao "oscilador tensão controlada".

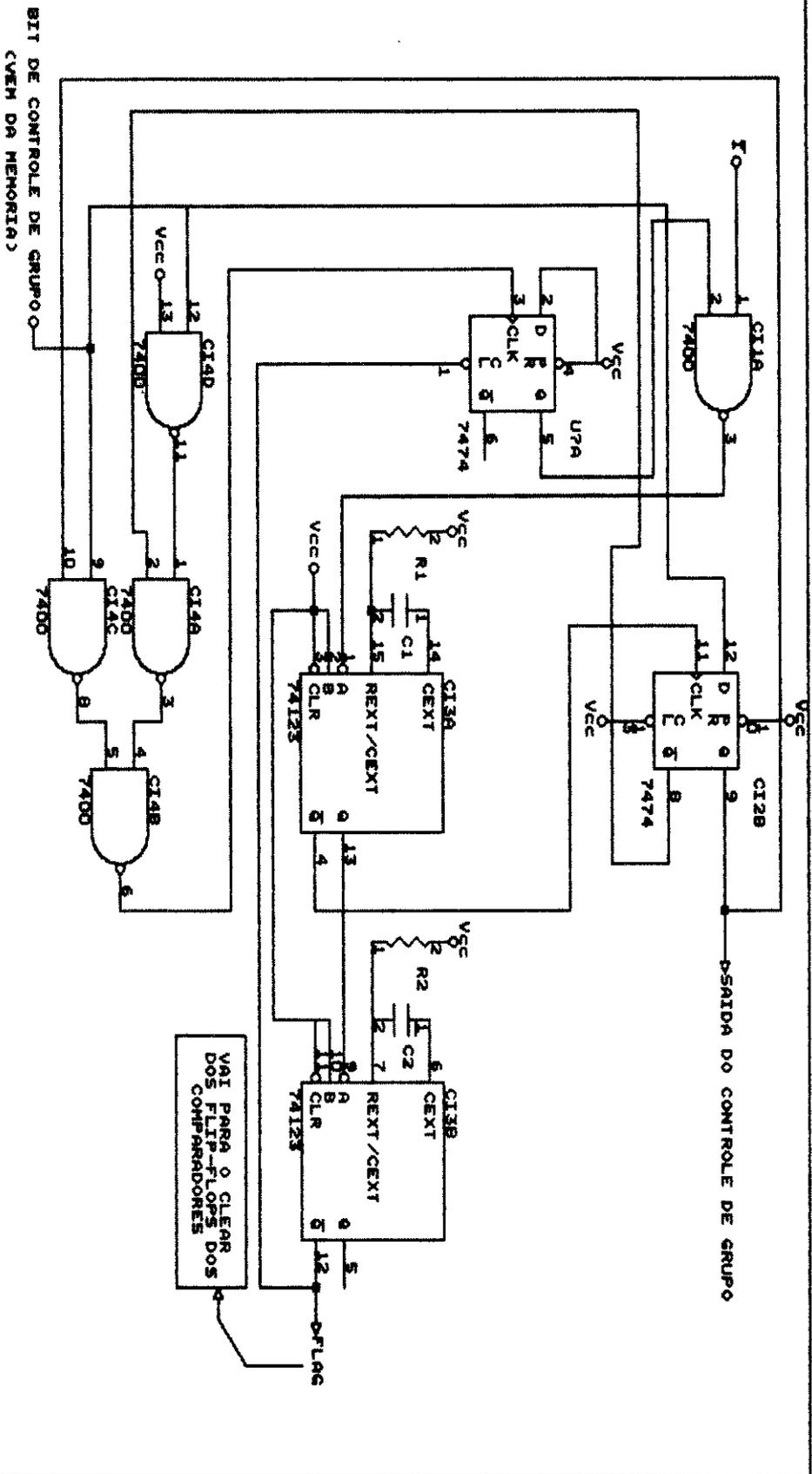


Figura - (A-3.1.2)

BIT DE CONTROLE DE GRUPO
(VEM DA MEMORIA)

CONTROLE DE GRUPO PARA UMA FASE DO MOTOR	
Am. Desenho Numero	A3.1.2
Rev	
Data: Dezembro 29, 1991	Folha 48

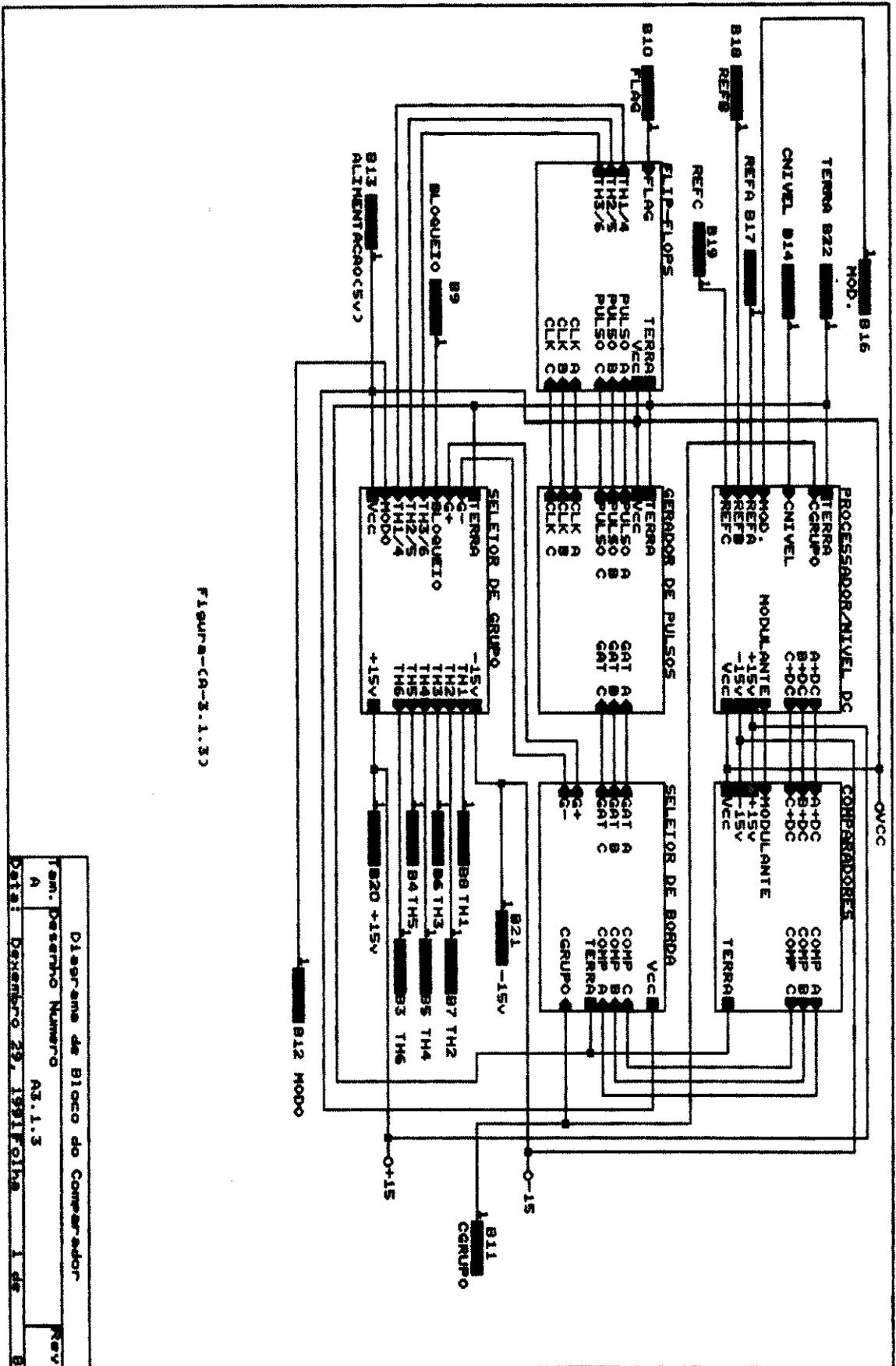


FIGURA-CA-5.1.33

Diagrama de Bloco do Computador	
Tam. Desenho	Numero
A	03.1.1.3
Data:	Dezembro 29, 1991
Folha	1 de 8
Rev	

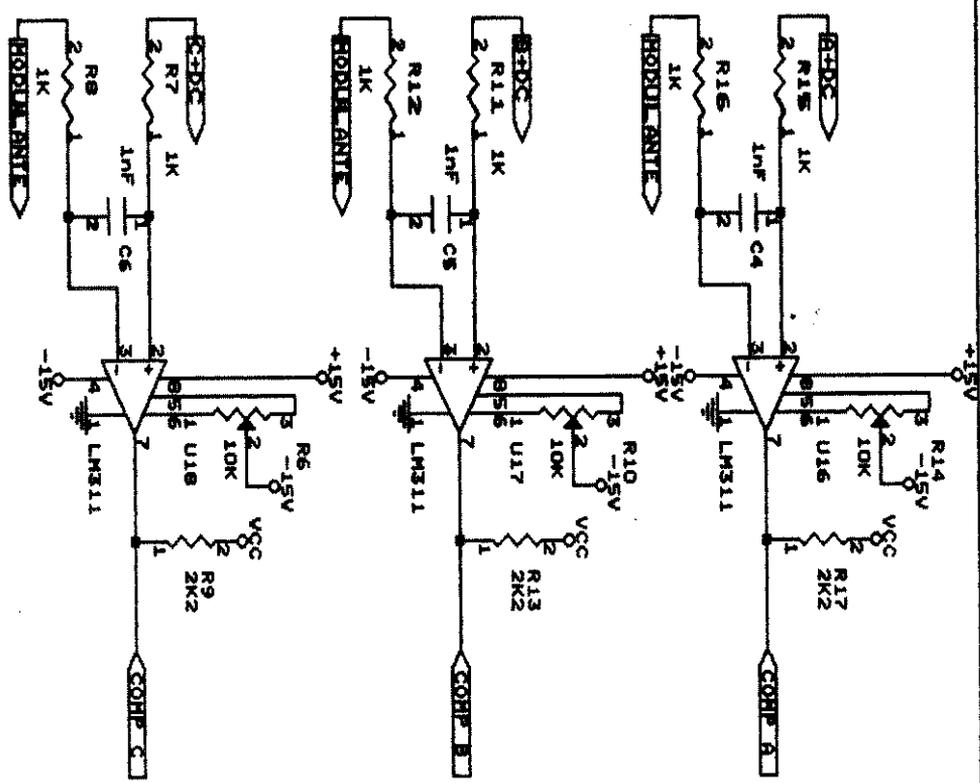


Figura-(A-2.1.4)

Comparações	
Item. Desenho	Numero
A	A2.1.4
Data:	Dezembro 29, 1991/Folha 6 de 8
Rev	8

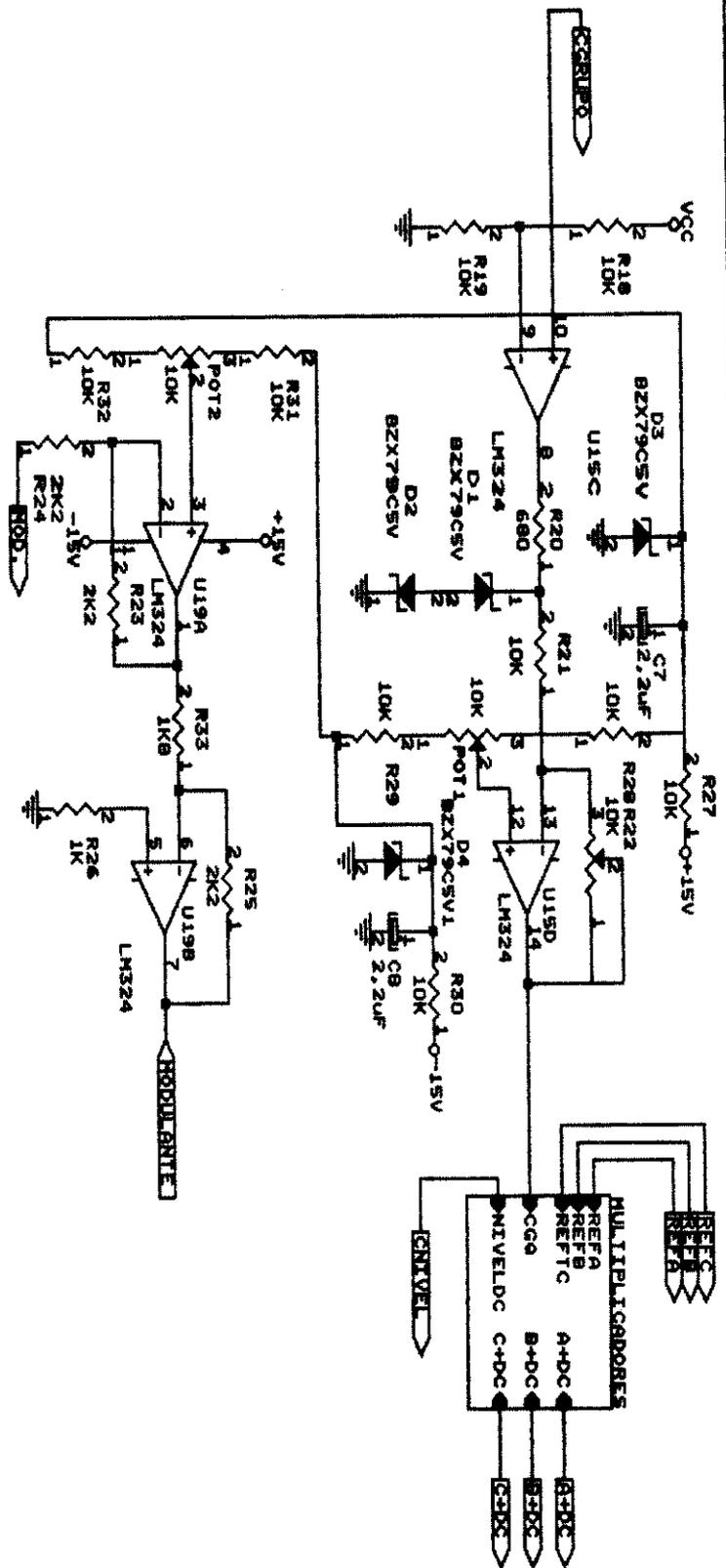


Figura-(R-3.1.5)

Processador de nível D.C	
Am. Desenho Número	A3.1.5
Rev	
Data: Dezembro 29, 1981	Folha 7 de 8

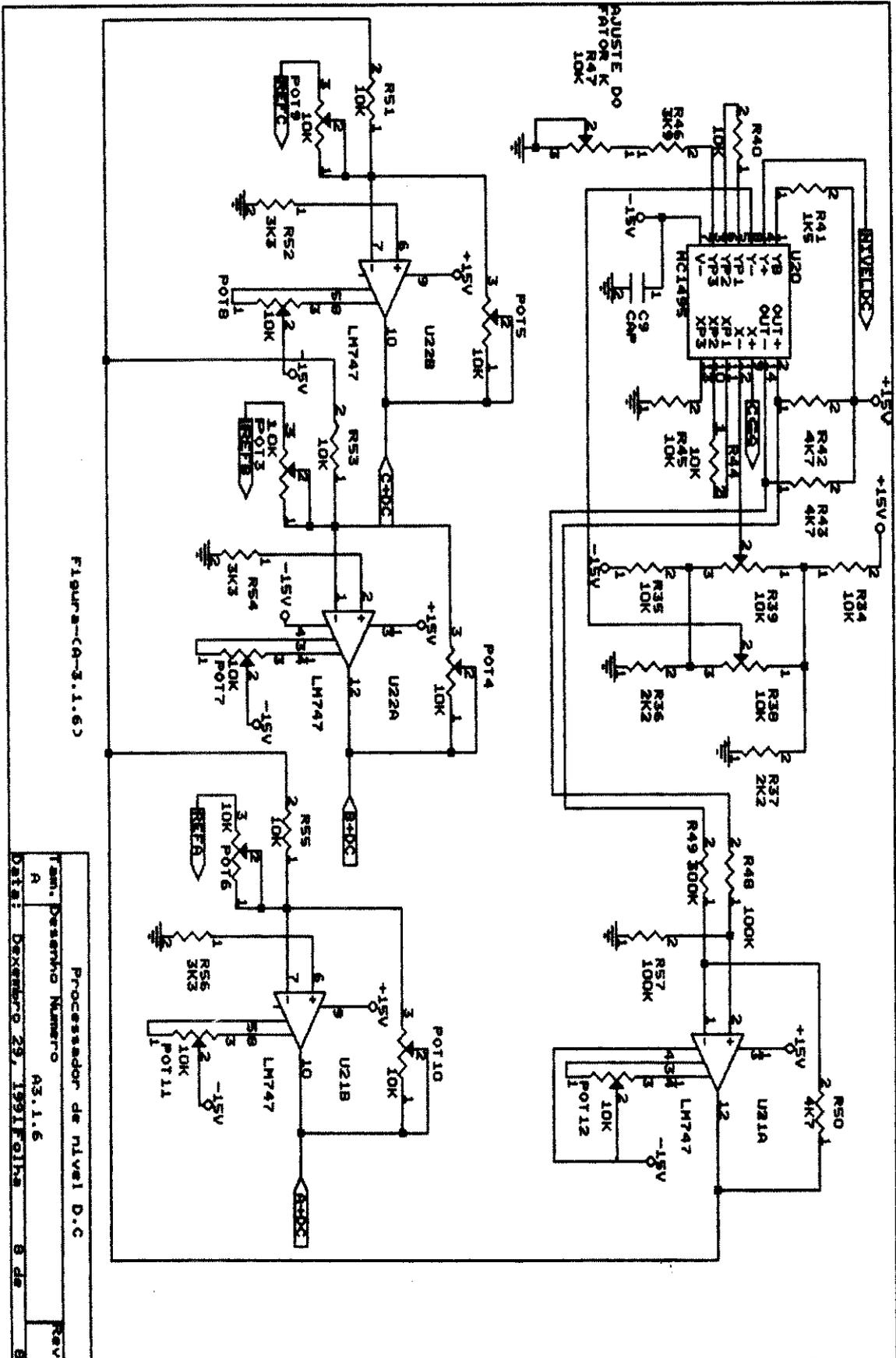


Figura-(A-3.1.6)

Processador de Nível D.C	
Proj. Desenho Número	A3.1.6
Rev	A
Data: Dezembro 29, 1991	Folha 8 de 8

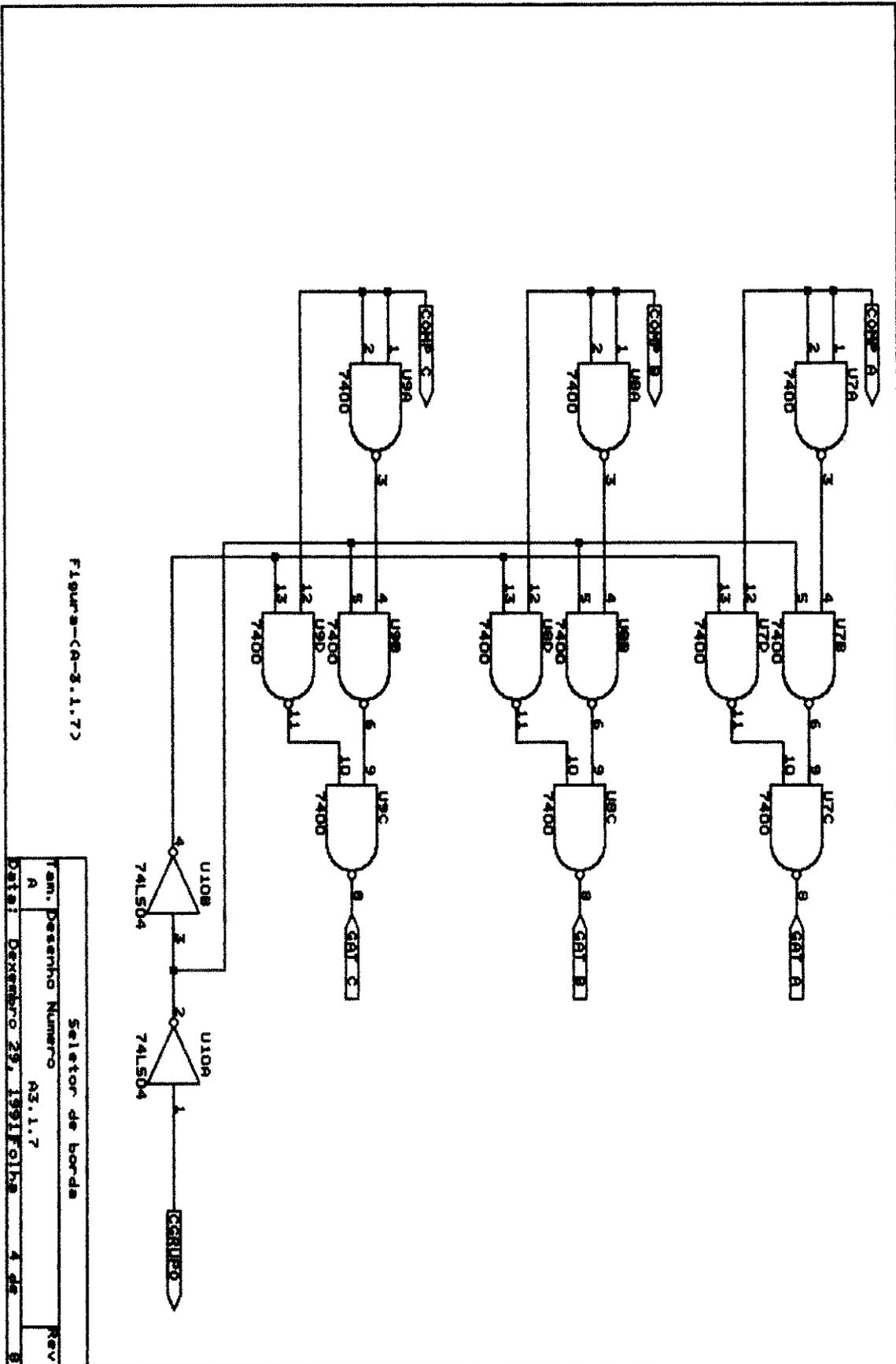


Figura-(A-3.1.7)

Seletor de borda	
Item. Desenho	Numero
A	A3.1.7
Data: Dezembro 29, 1991 Folha 4 de 8	
Rev	
	8

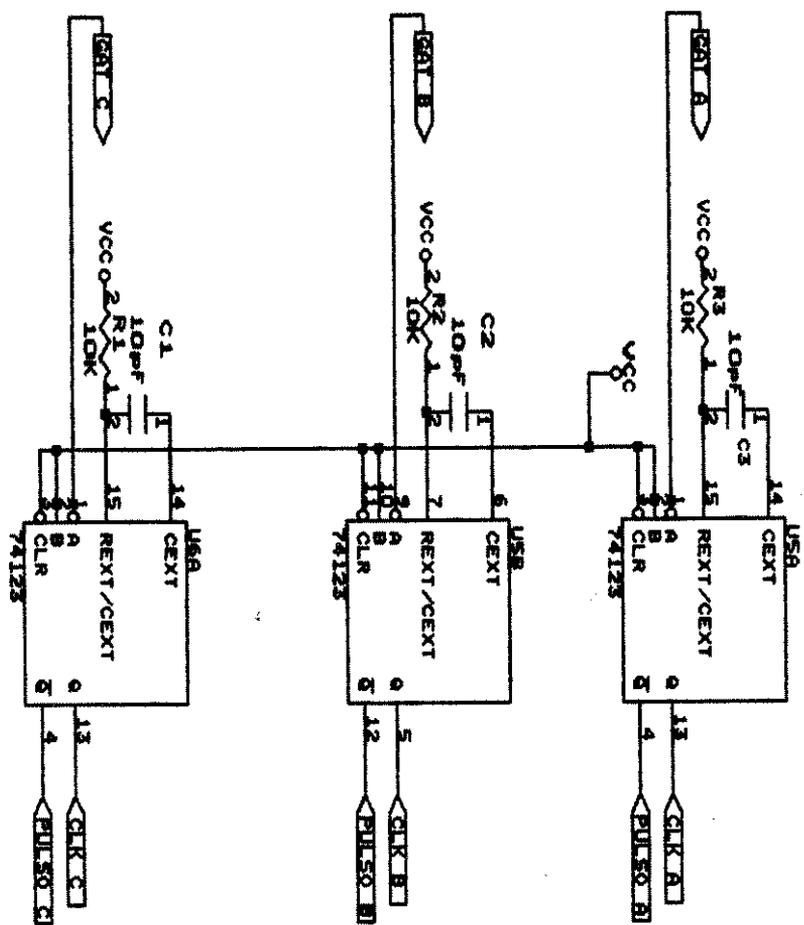
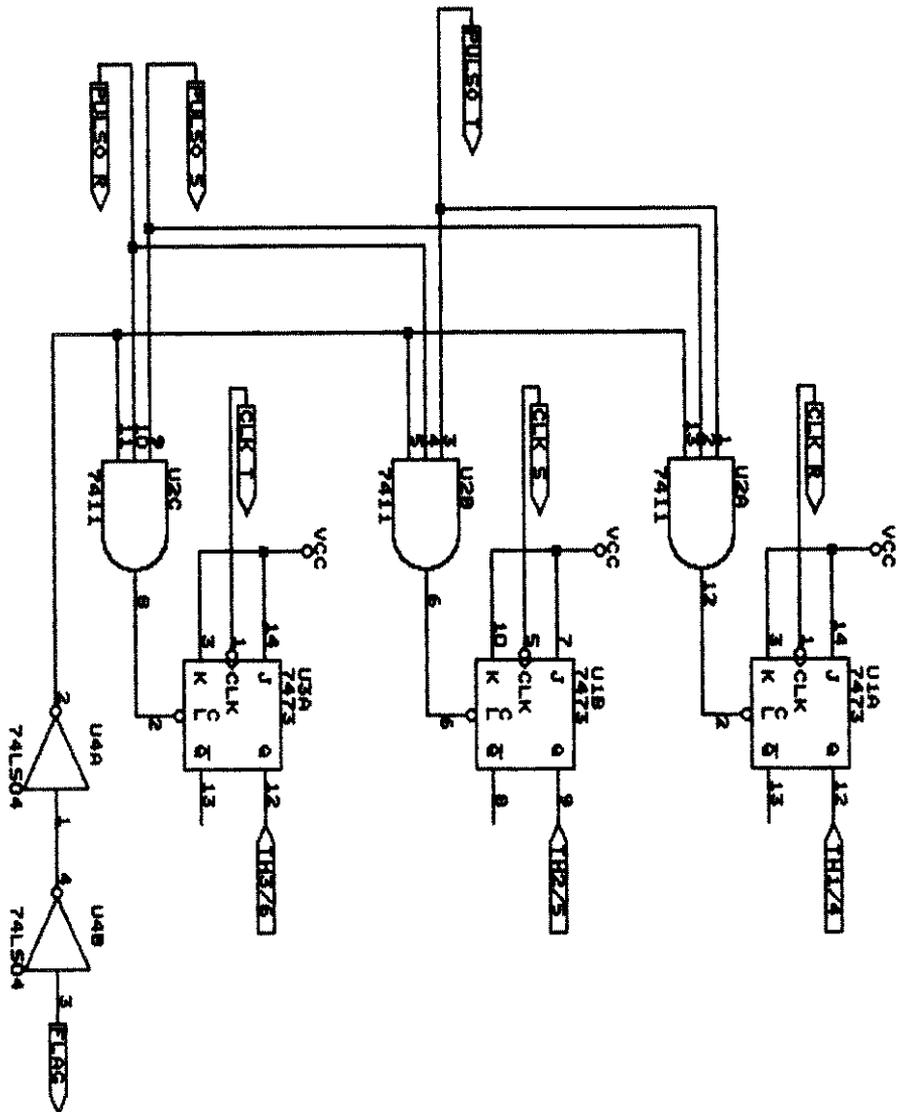


FIGURA-(A-3.1.8)

Gerador de Pulsos	
Am. Desenho Número	AS.1.8
DATA: Dezembro 29, 1991	FOLHA 3 de 8



Flsura-(A-5.1.9)

Fllp - Fllope	
Tam. Desenho	Numero
A	03.1.9
Data:	Dezembro 29, 1991
Folha	2 de 8

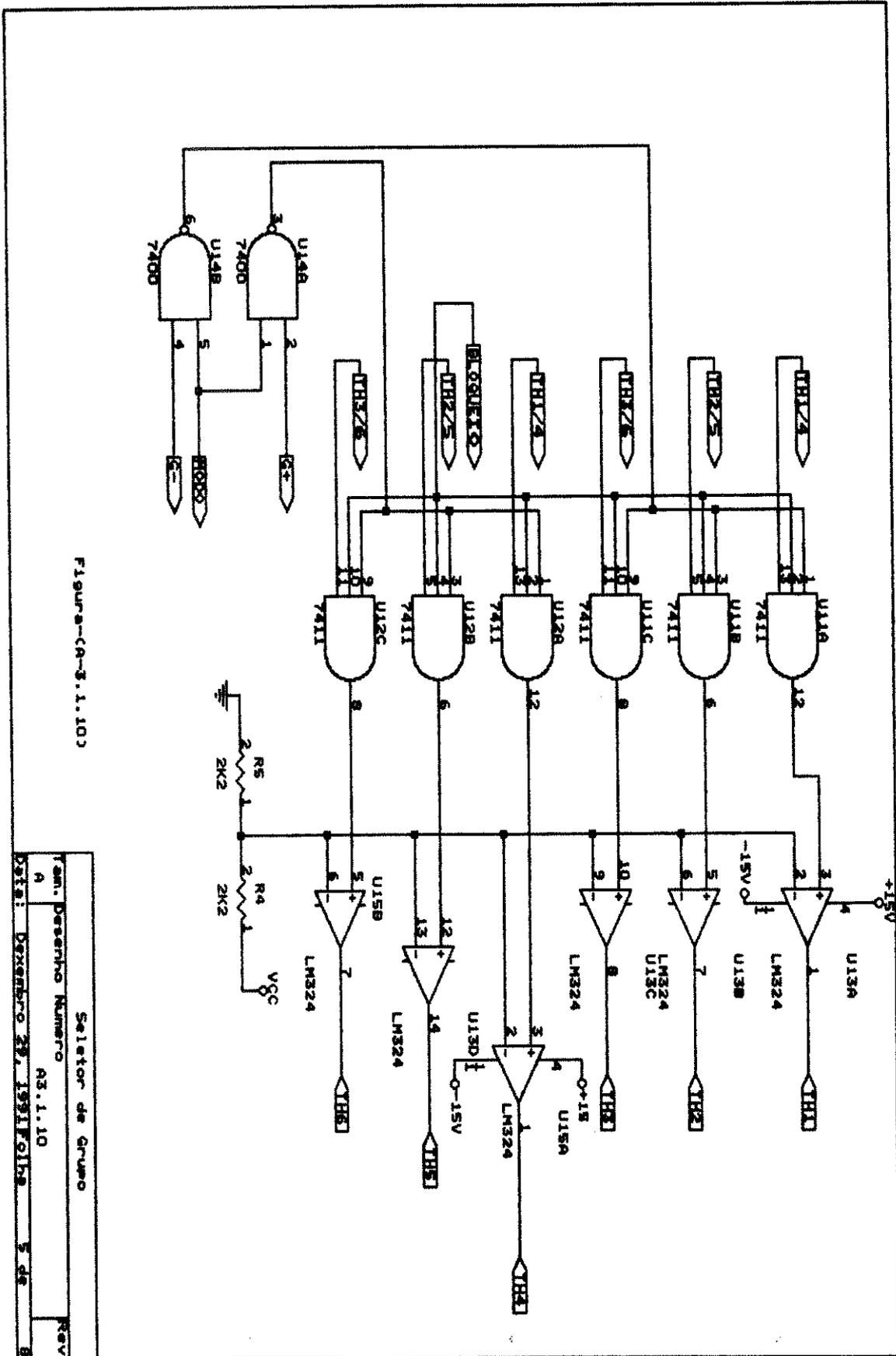


Figura-(A-3.1.10)

Seletor de Grupo	
Tam. Desenho	Numero
A	A3.1.10
Data:	Dezembro 29, 1991
Folha	5 de 8
Rev	

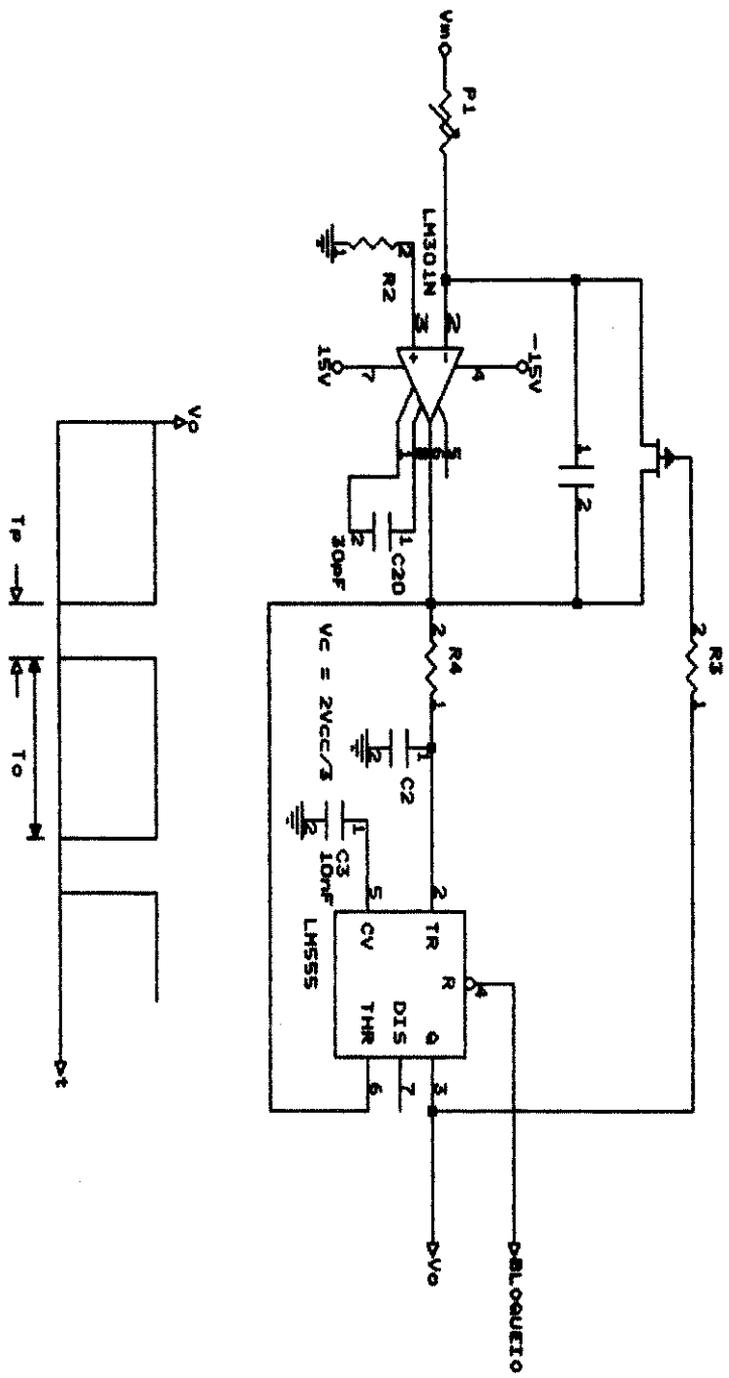


Figura - (A-3.1.11)

DIAGRAMA ELETRONICO DO VCO	
Fam. Desenho	Numero
A	A3.1.11
Data:	Janeiro 6, 1972 Folha de
Rev	1

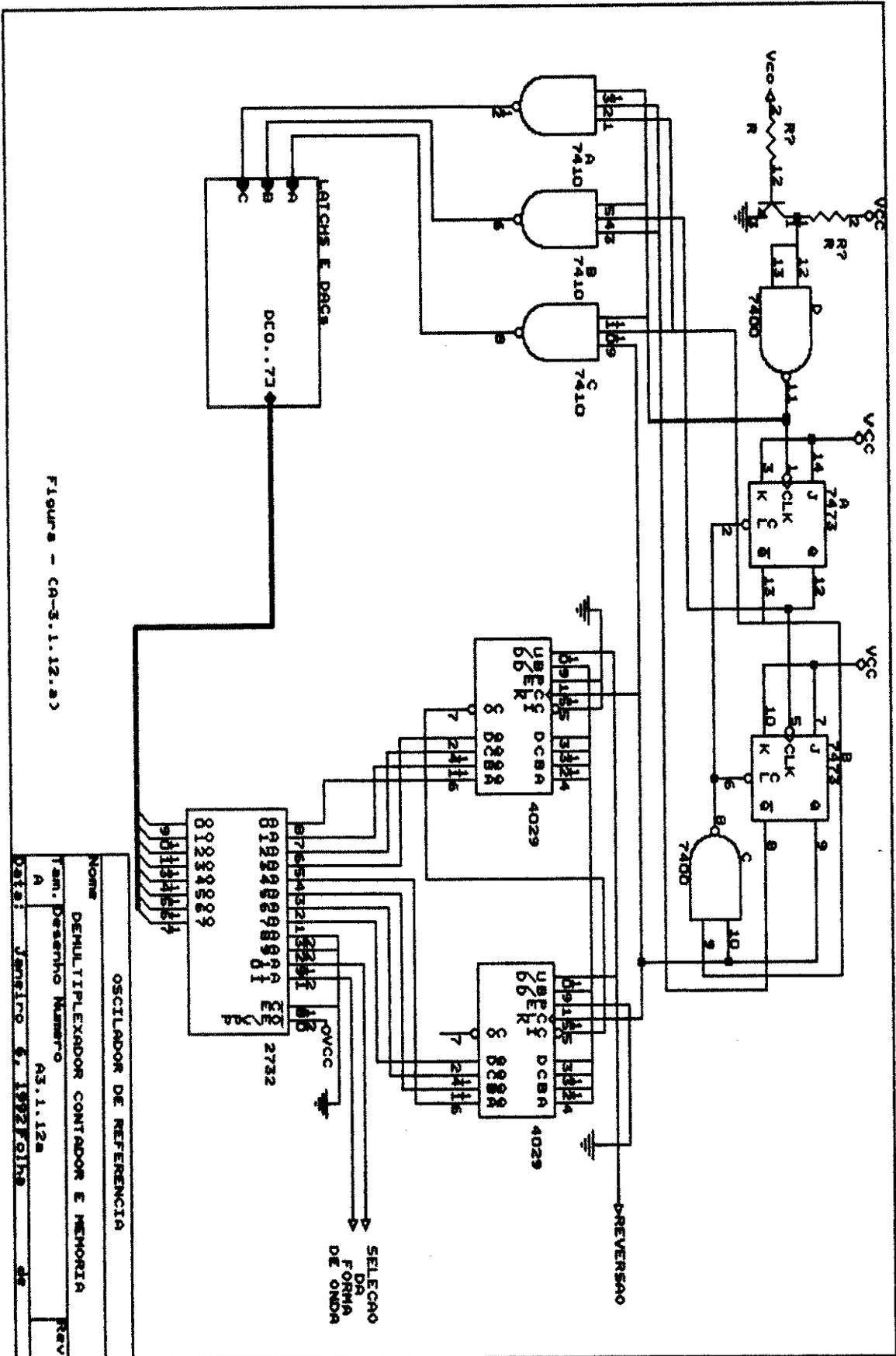


Figura - (A-3.1.12.a)

OSCILADOR DE REFERENCIA

Nome: DEMULTIPLEXADOR CONTADOR E MEMORIA

Am. Desenho Numero: A3.1.12a

Rev: A

Data: Janeiro de 1972 Folha: 48

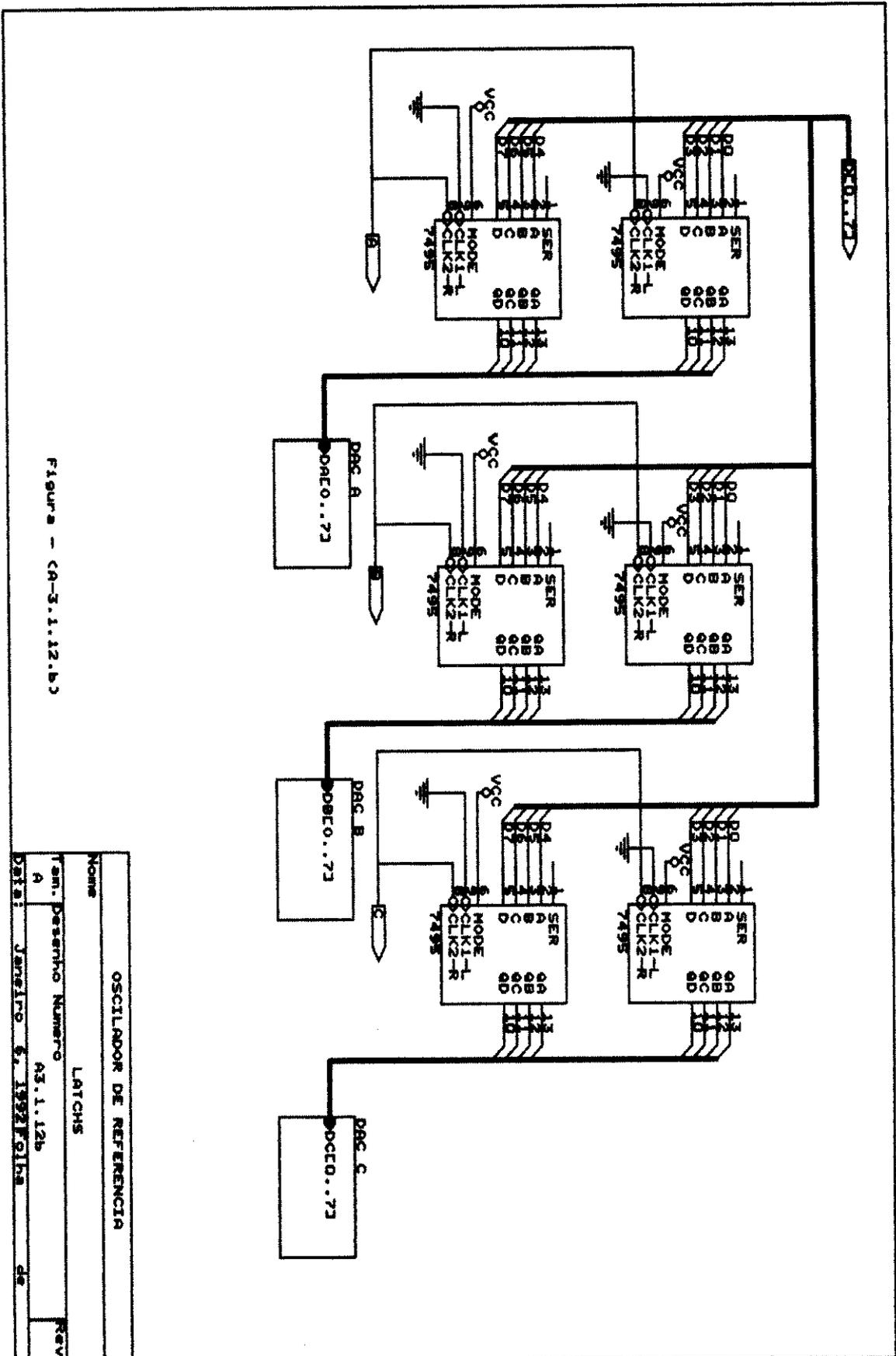
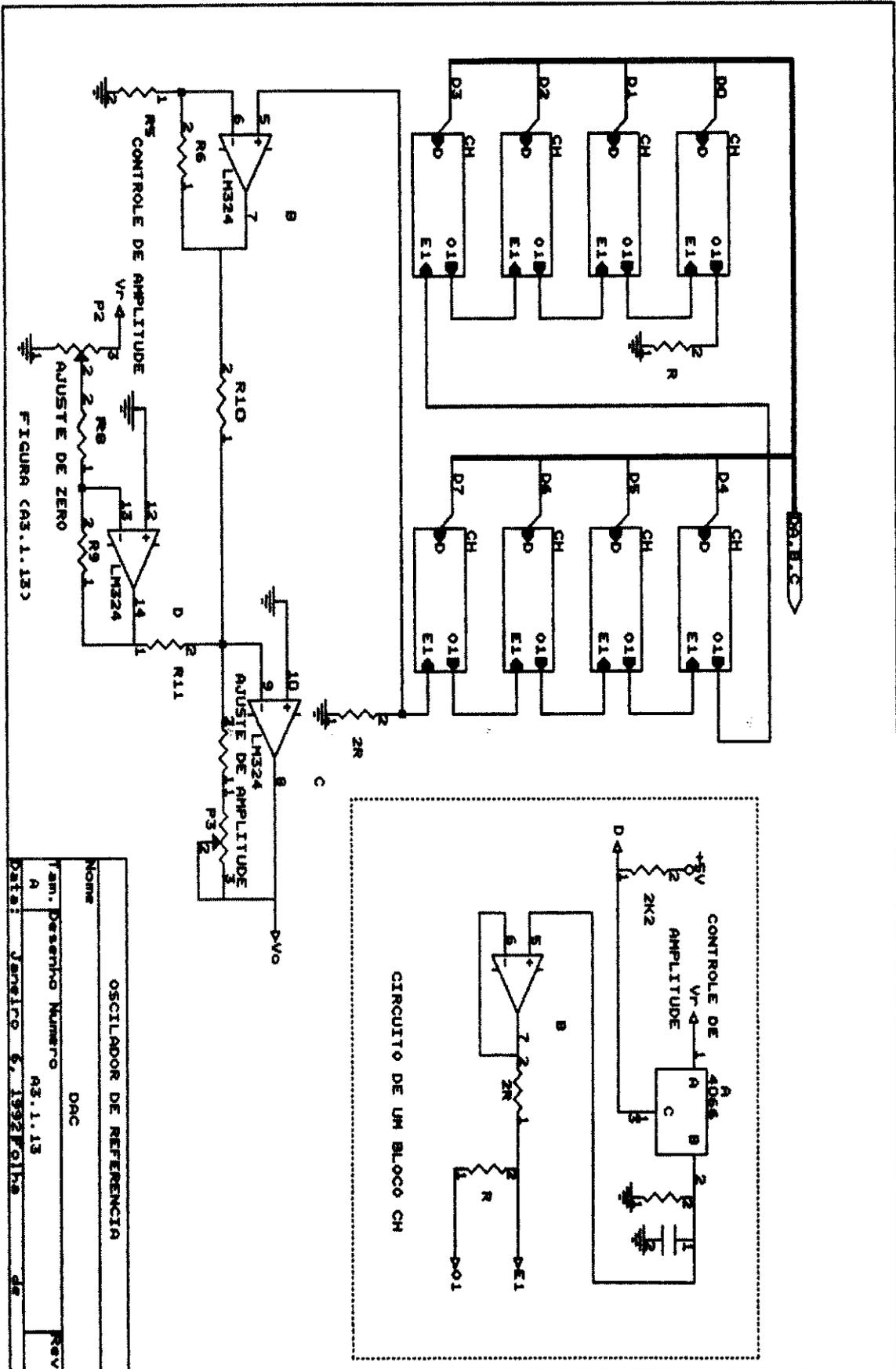


Figura - (A-3.1.12.b)

OSCIADOR DE REFERENCIA	
LATCHS	
Nome	
Tam. Desenho	Numero
A	A3.1.12b
Data:	Janeiro 6, 1992 Folha de
	Rev



-APÊNDICE -(A-3.2)-

EXPRESSÃO da TENSÃO MÉDIA de SAÍDA de um CONVERSOR FASE CONTROLADA

Neste apêndice é desenvolvida expressão da tensão média em um circuito de meia onda m -fásico em que cada fase conduz por $(2\pi/m)$ radiano em um ciclo da tensão de entrada.

Seja a tensão instantânea de fase dada por :

$$v = \sqrt{2} V_{rms} \cos \omega t \quad (A-3.2.1)$$

onde:

V_{rms} é o valor eficaz da tensão da fase

$t = 0$, instante em que o valor da tensão está no máximo

Se o ângulo de disparo " α " é "zero", a condução toma lugar de $-(\pi/m)$ até (π/m) .

Se o ângulo de disparo " α " é diferente de "zero", a fase onde está o "SCR" conduz de $(-\pi/m + \alpha)$ até $(\pi/m + \alpha)$ e o valor médio da tensão " V_d ", é igual a altura média da área hachuriada na Figura-(A-3.2.1).

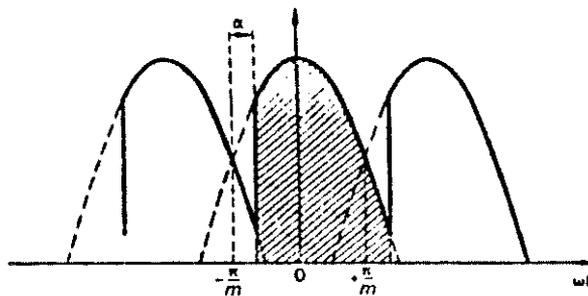


Figura-(A-3.2.1)

Cálculo da Tensão Média-

$$V_d = \frac{m}{2\pi} \int_{-\pi/m + \alpha}^{\pi/m + \alpha} \sqrt{2} V_{rms} \cos \omega t \, d(\omega t) = \sqrt{2} V_{rms} (m/\pi) \text{sen}(\pi/m) \cos \alpha \quad (\text{A-3.2.2})$$

Quando o ângulo de disparo " α " é "zero", V_d tem um valor máximo:

$$V_d = V_{do} = \sqrt{2} V_{rms} (m/\pi) \text{sen}(\pi/m) \quad (\text{A-3.2.3})$$

onde :

V_{do} é a tensão média de saída com ângulo " α " igual a "zero".

O valor médio da tensão de saída com controle de fase é portanto, dado por :

$$V_d = V_{do} \cos \alpha \quad (\text{A-3.2.4})$$

A expressão (A-3.2.3) supõe-se condução contínua de corrente e não é válida se o fluxo de corrente torna-se descontínuo como resultado da comutação atrasada.

No caso de carga resistiva cada "SCR" cessa a condução tão logo sua tensão de anodo fica negativa. Isto causa fluxo de corrente descontínuo em circuito de meia onda, sendo o ângulo de disparo " α " maior que $(\pi/2 - \pi/m)$, no caso de circuito trifásico $m = 3$. Então, " α " é igual a $\pi/6$.

Para ângulo de disparo " α " menor do que $\pi/6$ ou " α " menor do que $(\pi/2 - \pi/m)$ a expressão (A-3.2.3) é válida, mas para ângulo de disparo maior isto é, " α " $>$ $(\pi/2 - \pi/m)$ a expressão que dá V_d é :

$$V_d = V_{do} \left\{ \frac{1 - \text{sen}(\alpha - \pi/m)}{2 \text{sen}(\pi/m)} \right\} \quad (\text{A-3.2.5})$$

$$\alpha > (\pi/2 - \pi/m)$$

se α varia linearmente com o tempo de

$$0 \leq \alpha \leq \pi/2 \longrightarrow V_d \geq 0$$

$$\pi/2 \leq \alpha \leq \pi \longrightarrow V_d \leq 0$$

Se depois retornamos a "zero", isto é, α é levado de novo a "zero", temos um ciclo completo de variações de " V_d " ($V_d = V_{do} \cos \alpha$), cujo período depende da taxa de variação de α no tempo.

Quando a carga é altamente indutiva ela tende a manter constante a corrente de saída com grandes ângulos de atraso, e a corrente no "SCR" mantém uma forma retangular. Consequentemente é a F.E.M do indutor que mantém o fluxo de corrente quando a polaridade do anodo é invertida. Isto significa que a energia está sendo retornada do campo magnético do indutor para fonte. Nesta circunstância o circuito está temporariamente atuando como inversor.

Resumindo:

1- com o ângulo de disparo $\alpha < \pi/2$, a tensão média de saída $V_d > 0$, existe um fluxo de potência líquida da fonte para carga.

2- com ângulo de disparo $\alpha = \pi/2$, a tensão média de saída $V_d = 0$, a energia oscila entre o indutor e a fonte, com fluxo de potência líquido "zero" (supondo-se o circuito sem perda).

3- com ângulo de disparo $\alpha > \pi/2$, a tensão média $V_d < 0$. A operação inversor pode ser obtida introduzindo uma fonte "D.C" em série com o indutor.

A habilidade do controle da tensão de saída por meio do controle de α (comutação atrasada) é a base da operação do cicloconversor fase controlada.

- APÊNDICE-(A-3.3)-

CÁLCULO da TENSÃO CONTÍNUA A SER ADICIONADA ÀS TENSÕES de COMPARAÇÃO

Neste apêndice, será desenvolvido um método para determinação do valor da tensão contínua a ser adicionado às tensões de comparação, para o método cossenoidal modificado como descrito no capítulo II, parágrafo 2.8 .

No "método cossenoidal convencional" as tensões de comparação devem ter o valor de pico igual ao valor máximo de pico da tensão modulante.

Baseando-se neste princípio, torna-se necessário determinar qual é o valor da tensão contínua a ser adicionado às tensões de comparação " V_{cA} ", " V_{cB} " e " V_{cC} ", de modo que esta igualdade seja mantida no "método cossenoidal modificado".

Isto é :

$$V_{cA} + V_{cC} = V'_{mod} \quad (A-3.3-1)$$

$$V'_{pico} \text{ sen}(wt + 60) + V_{cC} = V'_{mod} \quad (A-3.3-2)$$

se $wt = 30$

resulta :

$$V'_{pico} + V_{cC} = V'_{mod} \quad (A-3.3-3)$$

se $wt = 180$

resulta :

$$V'_{pico} \text{ sen}(240) + V_{cC} = 0 \quad (A-3.3-4)$$

Subtraindo (A-3.3-4) de (A-3.3-3), resulta :

$$V'_{pico} + (\sqrt{3}/2)V'_{pico} = V'_{mod} \quad (A-3.3-5)$$

$$V'_{pico} = \left(\frac{2}{2 + \sqrt{3}}\right) V'_{mod} \quad \text{ou} \quad V'_{pico} = \left(\frac{1}{1 - \text{sen } 240}\right) V'_{mod}$$

$$V'_{pico} = 0,536 V'_{mod} \quad (A-3.3-6)$$

Onde: V'_{pico} é o valor de pico da tensão de comparação quando está usando o nível "D.C" superposto a ela .

Como:

$$V'_{pico} + V_{CC} = V'_{mod}$$

$$V_{CC} = V'_{mod} - V'_{pico}$$

$$V_{CC} = V'_{mod} - \left(\frac{1}{1 - \text{sen } 240}\right) V'_{mod}$$

$$V_{CC} = \left(\frac{1 - \text{sen } 240 - 1}{1 - \text{sen } 240}\right) V'_{mod} \quad (A-3.3.7)$$

$$V_{CC} = \left(\frac{\sqrt{3}}{2 + \sqrt{3}}\right) V'_{mod}$$

$$V_{CC} = 0.464 V'_{mod}$$

onde:

V_{CC} é o valor da tensão contínua a ser adicionada à tensão de comparação dos "SCRs"

$$V'_{cA} = [0.464 + 0.536 \text{sen}(wt + \pi/3)]V'_{mod} \quad (A- 3.3.8)$$

onde : V'_{cA} é a tensão de comparação acrescida do nível "D.C"

Até o presente momento considerou-se o semi-ciclo positivo da tensão modulante. Agora será considerado o desenvolvimento levando-se em conta o semi-ciclo negativo da tensão modulante.

$$V'_{pico} \text{sen}(wt + \pi/3) + V_{CC} = - V'_{mod} \quad (A-3.3.9)$$

para $wt = 210$

$$V'_{pico} \text{sen}(270) + V_{CC} = - V'_{mod} \quad (A-3.3.10)$$

para $wt = 360$

$$V'_{pico} \text{sen}(420) + V_{CC} = 0 \quad (A-3.3.11)$$

Subtraindo (A-3.3.11) de (A-3.3.10) resulta :

$$V'_{pico} = \left(\frac{V'_{mod}}{1 - \text{sen}240} \right) \quad \text{ou} \quad V'_{pico} = \left(\frac{V'_{mod}}{1 - \text{sen}(wt+60)} \right)$$

Da expressão (A-3.3.10) pode-se escrever :

$$V'_{pico} \text{sen}(270) + V_{CC} = - V'_{pico} \text{sen}(90) + V_{CC} = - V'_{mod}$$

$$V_{CC} = - V'_{mod} + V'_{pico} = - 0,464 V'_{mod} \quad (A-3.3.12)$$

Portanto

$$V'_{cA} = [- 0,464 + 0,536 \text{sen}(wt+ \pi/3)] V'_{mod} \quad (A-3.3.13)$$

A expressão (A-3.3.13) é da tensão de comparação para o semi-ciclo negativo.

A adição e a subtração do nível "D.C." é feito pelo sinal de controle de grupo sendo que a adição ocorre quando a polaridade da tensão modulante é positiva e a subtração em caso contrário.

A implementação deste nível "D.C" é feita na placa do comparador conforme diagrama eletrônico das Figuras(A-3.1.5) e (A-3.1.6).

-APÊNDICE-(A-3.4)-

Mapa de gravação da memória do circuito controle de grupo e supressor de corrente

Neste apêndice é apresentado o mapa de gravação da memória utilizada no circuito de controle de grupo e supressor de corrente "intergrupo". A memória utilizada foi a "eprom-2716"

Conforme mencionado no capítulo-III, para que haja um perfeito sincronismo entre a polaridade da envoltória e a detecção do zero da corrente, foi necessário gravar uma memória com a informação da polaridade da envoltória e além disto, uma informação adicional que indicará com uma certa antecedência quando vai haver mudança de polaridade da mesma.

A memória foi gravada de maneira a fornecer estas informações associadas a cada fase do cicloconversor. Para tal, adotou-se os seguintes critérios:

- i- utilizou-se os contadores do oscilador de referência para executar o endereçamento da memória.

- ii- para o controle de grupo da fase "A" utilizou-se o mesmo barramento de dados onde estão as informações relativas à fase do oscilador. Considerou-se que a partir do endereço 81 até o endereço FF, o "bit A1" da memória seria feito igual a "zero".

- iii- para o controle de grupo da fase "B" do cicloconversor, utilizou-se o mesmo barramento de dados onde estão as informações relativas à fase "B" do oscilador. Adotou-se que a

partir do endereço 00 até o endereço 56 e do endereço D8 até o endereço FF, o "bit A3" da memória a ser gravada, seria feito igual a "zero".

iv- o controle de grupo da fase "C" do cicloconversor, utilizou o mesmo barramento de dados onde estão as informações relativas à fase "C" do oscilador. Adotou-se que o "bit A4 da memória a ser gravada seria feito igual a "zero" do endereço 2D até o endereço AB.

Com este procedimento obtém-se o sinal de controle de grupo para as três fases do cicloconversor.

A gravação na memória dos "bits" que funcionam como "flag" para indicar que vai haver mudança na polaridade da envoltória (isto é da onda de tensão do sinal da modulante), é baseada nas mesmas informações da memória do oscilador onde estão gravadas as tensões modulantes do "comando cossenoidal".

O objetivo é criar uma zona de transição alguns graus antes e após a transição da polaridade das tensões modulantes.

Esta zona para a fase "A" do cicloconversor foi criada tomando-se a fase "A" do oscilador como referência, e fez-se o "bit A0" da memória a ser gravada igual a "zero" nos endereços:

(7F,80,81,82,83) e (FE,FF,00 01 02)

Os endereços correspondem aos da memória onde estão gravadas as informações relativas à fase "A" do oscilador.

A zona de transição correspondente a fase "B" do cicloconversor é obtida tomando-se a fase "B" do oscilador como referência, e fazendo o "bit A2" da memória a ser gravada igual a "zero" nos endereços : de (55 até 58) e de (D5 até D9). Estes endereços são os mesmos correspondentes aos da memória onde estão as informações relativas à fase "B" do oscilador.

Para a zona de transição relativa a fase "C" do cicloconversor, toma-se a fase "C" do oscilador como referência e adota-se o "bit A4" da memória a ser gravada igual a "zero" nos endereços: de (2A até 2E) e de (A9 até AD). Os endereços tomados como base são aqueles correspondentes aos da memória onde estão as informações relativas à fase "C" do oscilador.

Na Tabela-(A-3.4.) é apresentado o mapa mostrando como foi gravada a memória.

Tabela - (A - 3.4)

ENDEREÇOS	Fase "C"		Fase "B"		Fase "A"		A0	CÓDIGO	
	Grupo	Transiç.	Grupo	Transiç.	Grupo	Transiç.			
00 até 02	1	1	1	1	0	1	1	0	F6
03 até 29	1	1	1	1	0	1	1	1	F7
2A até 2C	1	1	1	0	0	1	1	1	E7
2D até 2E	1	1	0	0	0	1	1	1	C7
2F até 54	1	1	0	1	0	1	1	1	D7
55 até 56	1	1	0	1	0	0	1	1	D3
57 até 58	1	1	0	1	1	0	1	1	DB
59 até 7E	1	1	0	1	1	1	1	1	DF
7F até 80	1	1	0	1	1	1	1	0	DE
81 até 83	1	1	0	1	1	1	0	0	DC
84 até A8	1	1	0	1	1	1	0	1	DD
A9 até AB	1	1	0	0	1	1	0	1	CD
AC até AD	1	1	1	0	1	1	0	1	ED
AE até D4	1	1	1	1	1	1	0	1	FD
D5 até D7	1	1	1	1	1	0	0	1	F9
D8 até D9	1	1	1	1	0	0	0	1	F1
DA até FD	1	1	1	1	0	1	0	1	F5
FE até FF	1	1	1	1	0	1	0	0	F4

APÊNDICE - (A-4.1)

- ESTIMADOR de FLUXO ESTATÓRICO -

Nesta seção descreveremos de maneira sucinta o estimador de fluxo, implementado analogicamente.

Na Figura- (A-4.1.1) está ilustrado sob forma de diagrama de bloco o estimador de fluxo.

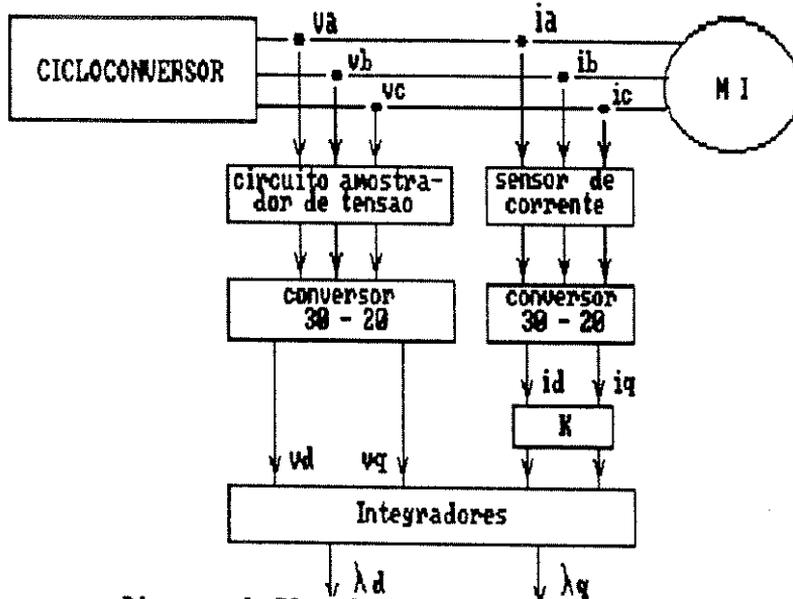


Diagrama de Bloco do Estimador de Fluxo Estático

Diagrama de Bloco do Estimador de Fluxo

Figura - (A-4.1.1)

A partir deste diagrama de bloco, tem-se que o fluxo estático é calculado a partir das informações de tensões e correntes.

As informações de tensões de alimentação do motor são obtidas por meio de um circuito amostrador, constituído de um divisor resistivo,

que reduz a amplitude da tensão de alimentação do motor de 25 vezes. Isto garante que o valor de pico da tensão não ultrapasse aos níveis admissíveis pelos circuitos analógicos.

As informações de correntes para o estimador de fluxo são fornecidas por sensores cujo princípio de funcionamento baseia-se no efeito "Hall". São sondas modelo LT 100S de fabricação "LEM".

O sensor fornece uma tensão de saída proporcional à corrente amostrada, dada por: $v_{is} = K i_s$ (A-4.1)

onde:

$k = 1.8$ por causa dos parâmetros do circuito do conversor trifásico/bifásico

Os blocos conversores trifásico/bifásico são responsáveis pela transformação de variáveis naturais para variáveis "dq0". Na implementação destes conversores, utilizou-se a montagem do trabalho desenvolvido em conjunto com Silva et alli(1984).

A partir das tensões e correntes transformadas, obtém-se as tensões de entreferro. A integração destas tensões fornece os enlaces de fluxo de eixo direto e em quadratura, tornado-os disponíveis para amostragem.

Os blocos conversores construídos com amplificadores operacionais, efetuam as seguintes operações:

$$v_{ds} = v_a/25 \quad (A-4.2)$$

$$v_{qs} = (v_b - v_c)/\sqrt{3} \times 25 \quad (A-4.3)$$

$$i_{ds} = i_a \quad (A-4.4)$$

$$i_{qs} = (i_b - i_c)/\sqrt{3} \quad (A-4.5)$$

onde:

considerou-se o sistema de eixo de referência "dq0" fixado no estator.

Partindo do modelo "dq0" para representação do motor de

indução, com sistema de referência fixado no estator do motor tem-se:

$$d\lambda_{ds} = v_{ds} - r_s i_{ds} \quad (\text{A-4.6})$$

$$d\lambda_{qs} = v_{qs} - r_s i_{qs} \quad (\text{A-4.7})$$

A integração das expressões (A-4.6) e (A-4.7), obtém-se os enlaces de fluxos λ_{ds} e λ_{qs} do estator.

O valor de pico do fluxo total do estator é dado por:

$$\lambda_{s(\text{pico})} = \sqrt{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2} \quad (\text{A-4.8})$$

É importante observar que para o cálculo do fluxo útil de entreferro, torna-se necessário incluir a representação da queda de tensão na indutância de dispersão. Para isto é necessário a construção de circuitos diferenciadores. Devido aos inconvenientes apresentados por estes, a implementação física destes blocos resumiu-se apenas à compensação da queda de tensão resistiva pelo bloco "K" da Figura - (A-4.1.1).

Na Figura-(A-4.1.2) é apresentado o diagrama eletrônico do estimador de fluxo, nele os operacionais 3 e 5 têm por função reduzir as amplitudes das tensões correspondentes às correntes de estator e também fazer a compensação de suas resistências.

Nos operacionais 6 e 7 obtém-se a diferença de potencial correspondente à tensão total de entreferro relativas ao eixo direto e em quadratura, E_{ds} e E_{qs} .

Essas tensões são integradas via circuitos implementados com os operacionais 10 e 11. O ganho DC dos integradores é igual a 7 e o ganho na frequência máxima de operação do cicloconversor é de ≈ 5 . Dentro dessa faixa de operação obtém-se um ganho médio de 6.

Considerando que esse ganho médio é aplicado a todas componentes de quaisquer frequência dos sinais E_{ds} e E_{qs} , obtém-se na saída dos integradores enlaces de fluxos estatóricos cuja amplitude estão

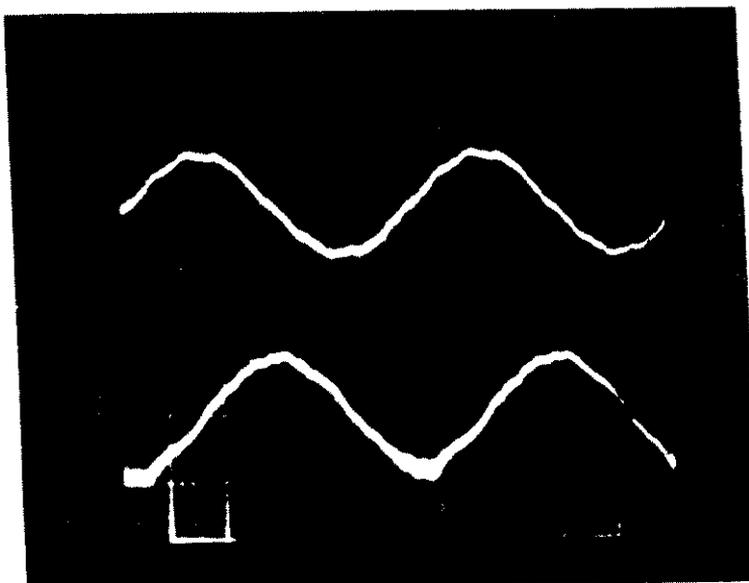
reduzidas por um fator igual a 0.24.

Esses enlaces de fluxo são amostrados por um conversor A/D e o valor de pico do enlace de fluxo estatórico natural é calculado a partir de (A-4.8) pelo programa de controle.

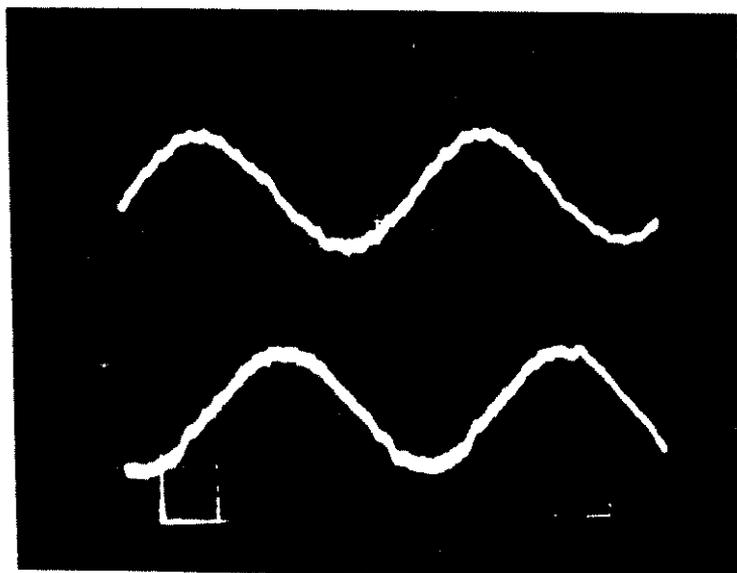
Resultados experimentais obtidos com o estimador de fluxo para frequência de 10 e 20 Hz estão mostrados nas Figuras - (A-4.1.3) e (A-4.1.4)

Pode-se observar a partir dos resultados apresentados nas Figuras-(A-4.1.3) e (A-4.1.4) que o estimador não precisa de filtros para redução de harmônicos.

Ainda com auxílio destes resultados , pode ser visto que os enlaces de fluxo de eixo direto e em quadratura, são senoidais e de mesma amplitude e estão defasados de 90° .



Superior - λ_{ds} : 2v/div; Inferior - λ_{qs} : 2v/div
frequência : 10Hz; base de tempo : 20 ms/div
Figura -(A-4.1.3) (DUARTE, 1991)



Superior - λ_{ds} : 2V/div; Inferior - λ_{qs} : 2V/div
frequência : 20Hz ; base de tempo : 10ms/div
Figura - (A-4.1.4) (DUARTE, 1991)

APÊNDICE - (A-4.2)

CONTROLE de FLUXO : LEI de AJUSTE da TENSÃO

Neste apêndice é apresentado um estudo, desenvolvido no intuito de determinar uma lei que permitisse ajustar a tensão aplicada ao motor de indução na operação em frequência e carga variável, de maneira a garantir o fluxo no entreferro constante e no valor nominal.

Pensou-se inicialmente em determinar uma lei de ajuste da amplitude da tensão modulante para cada frequência de alimentação do motor de maneira a atender às exigências de fluxo constante e nominal para a operação do motor a frequência e carga variável em uma ampla faixa de operação.

A opção de ajustar a amplitude da modulante se deve ao fato de que ela é a imagem da componente fundamental da tensão de saída do cicloconversor aplicada ao motor, uma vez que esta tensão é composta de segmentos das tensões da rede, o que torna difícil estabelecer uma lei de ajuste para a mesma.

Ainda pode-se ressaltar a facilidade de manipulação e implementação do ajuste da amplitude da tensão modulante.

Por outro lado, para garantir o fluxo constante, torna-se necessário garantir a operação do motor de indução com a componente magnetizante da corrente do motor também constante.

Partindo-se do circuito equivalente do motor, a questão é determinar a tensão necessária para garantir esta condição.

Neste desenvolvimento considerou-se que a tensão aplicada ao circuito equivalente do motor corresponde à componente fundamental da tensão.

Desenvolvimento matemático -

Do circuito equivalente por fase do motor de indução pode-se determinar a impedância vista do estator, dada pela expressão:

$$Z_1 = (K_1 + K_2f) + j(K_3f - K_4f)$$

onde:

$$a = 1/(s\omega_1)$$

$$K_1 = R_1$$

$$K_2 = (2\pi \cdot a \cdot R_2 \cdot L_m^2) / ((a \cdot R_2)^2 + L_{22}^2)$$

$$K_3 = 2\pi \cdot L_{11}$$

$$K_4 = (2\pi \cdot L_{22} \cdot L_m^2) / ((a \cdot R_2)^2 + L_{22}^2)$$

$$L_{11} = L_1 + L_m$$

$$L_{22} = L_2 + L_m$$

Portanto, a partir do circuito equivalente do motor, é possível, determinar a tensão a ser aplicada ao motor em função da frequência de operação que garante a componente de corrente magnetização constante, implicando em fluxo constante.

A partir das equações do circuito equivalente do motor, desenvolveu-se um programa que a partir dos parâmetros do motor: tensão de fase nominal, deslize nominal, fluxo nominal, R_1 , R_2 , L_m , L_1 e L_2 ; calcula a corrente de magnetização nominal do motor a ser mantida fixa.

Uma vez fixada a corrente de magnetização, variou-se a frequência desde 60Hz até o valor de deslize imposto, calculando-se para cada frequência a tensão necessária para manter a corrente de magnetização no valor nominal; levando-se em conta os efeitos da variação da frequência sobre as reatâncias do motor.

O processo anteriormente descrito é feito para várias

frequências de deslize (f_s), obtendo-se várias tabelas.

Para fins de facilidade de controle é interessante obter uma lei geral, do tipo :

$$V_t = a.f + b.f_s$$

ou seja , ao invés de ter uma lei do tipo $V_t = a.f$ com f_s fixo que satisfaça , com um certo erro tolerável, todas as tabelas mutuamente.

Um método matemático que permite a obtenção da lei:

$$V_t = a.f + b.f_s \quad \text{é a regressão múltipla.}$$

O problema é do tipo:

$$Y = X \cdot A$$

onde:

$$Y = \begin{bmatrix} V_t(1) \\ V_t(2) \\ V_t(3) \\ \vdots \\ V_t(n) \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} f(1) & f_s(1) \\ f(2) & f_s(2) \\ f(3) & f_s(3) \\ \vdots & \vdots \\ f(n) & f_s(n) \end{bmatrix}$$

sendo "n" o número de pontos conhecidos da função.

O sistema apresenta a seguinte solução, obtida através da aplicação do método dos mínimos quadrados :

$$A = (X^T \cdot X)^{-1} \cdot X^T \cdot Y$$

onde:

X^T → matriz transposta de X

$(X^T \cdot X)^{-1}$ → matriz inversa de $(X^T \cdot X)$

Para a determinação da matriz A utilizou-se o pacote computacional "MATLAB", sendo que as matrizes de entrada X e Y são obtidas facilmente das tabelas citadas anteriormente.

O objetivo é que a lei tenha maior validade em baixas frequências, assim sendo tomou-se um numero maior de pontos na região de baixa frequência, sobretudo abaixo de 20Hz.

Quanto maior número de pontos, menor erro é cometido; logo procurou-se tomar o número máximo de pontos possível.

O programa desenvolvido além de possibilitar a determinação da componente da corrente de magnetização nominal, permite também calcular o fluxo a partir da tensão E_1 sobre a reatância de magnetização no circuito equivalente, para cada frequência e tensão terminal correspondente. Desta forma torna-se possível comparar este fluxo calculado com o fluxo real nominal da máquina.

Além disto o programa visa determinar posteriormente o percentual da tensão modulante necessário para manter o fluxo constante para as diversas condições de operação do sistema.

A partir deste ponto será então possível projetar um controlador proporcional-integral e desenvolver as rotinas de controle que deverão ser acrescentadas ao programa de simulação apresentado no capítulo II.

Para comprovar a validade da lei, tomou-se os dados relativos a um motor de 10cv cujos parâmetros são:

$$R_1 = 0.144 \text{ ohms}$$

$$R_2 = 0.294 \text{ ohms}$$

$$L_1 = 0.554 \text{ mH}$$

$$L_2 = 1.334 \text{ mH}$$

$$L_m = 35.147 \text{ mH}$$

$$s \text{ nominal} = 2\%$$

$$\text{número de polos} = 6$$

Para $n = 852$ pontos, obtivemos:

$$a = 2.0889$$

$$b = 3.8371$$

Logo a lei de tensão é a seguinte:

$$V_t = 2.0889 \cdot f + 3.8371 \cdot f_s$$

A partir desta lei foi obtida para condição de deslize nominal = 7.5398 rad ele/s e fluxo nominal = 03369 wb, a tabela de resultados apresentada a seguir.

A partir dos resultados apresentados na tabela, pode-se notar que a divergência entre os valores de fluxos calculados e o valor nominal ocorre para frequências abaixo de 3.0Hz, porém a partir da terceira casa decimal confirmando-se, portanto, a validade da lei proposta para o ajuste da tensão em função da frequência.

TABELA - Tensão Função da Frequência

Tensão Terminal	Frequência	Relação: Vt/f	Fluxo calculado(wb)
65.8591(V)	30.000(Hz)	2.1953(V/Hz)	0.336900(wb)
64.8404(V)	29.500(Hz)	2.1980(V/Hz)	0.336900(wb)
63.8217(V)	29.000(Hz)	2.2007(V/Hz)	0.336900(wb)
62.8030(V)	28.500(Hz)	2.2036(V/Hz)	0.336900(wb)
61.7843(v)	28.000(Hz)	2.2066(V/Hz)	0.336900(wb)
60.7657(V)	27.500(Hz)	2.2097(V/Hz)	0.336900(wb)
59.7472(V)	27.000(Hz)	2.2129(V/Hz)	0.336900(wb)
58.7287(V)	26.500(Hz)	2.2216(V/Hz)	0.336900(wb)
57.7102(V)	26.000(Hz)	2.2196(V/Hz)	0.336900(wb)
56.6918(V)	25.500(Hz)	2.2232(V/Hz)	0.336900(wb)
55.6734(V)	25.000(Hz)	2.2269(V/Hz)	0.366900(wb)
54.6551(V)	24.500(Hz)	2.2308(V/Hz)	0.366900(wb)
53.6359(V)	24.000(Hz)	2.2349(V/Hz)	0.366900(wb)
52.6187(V)	23.500(Hz)	2.2391(V/Hz)	0.336900(wb)
51.6006(V)	23.000(Hz)	2.2435(V/Hz)	0.336900(wb)
50.5826(V)	22.500(Hz)	2.2481(V/Hz)	0.336900(wb)
49.5646(V)	22.000(Hz)	2.2529(V/Hz)	0.336900(wb)
48.5467(V)	21.500(Hz)	2.2580(V/Hz)	0.336900(wb)
47.5289(V)	21.000(Hz)	2.2633(V/Hz)	0.336900(wb)
46.5112(V)	20.500(Hz)	2.2688(V/Hz)	0.336900(wb)
45.4936(V)	20.000(Hz)	2.2747(V/Hz)	0.336900(wb)
44.4761(V)	19.500(Hz)	2.2808(V/Hz)	0.336900(wb)
43.4587(V)	19.000(Hz)	2.2873(V/Hz)	0.336900(wb)
42.4414(V)	18.500(Hz)	2.2941(V/Hz)	0.336900(wb)
41.4243(V)	18.000(Hz)	2.3013(V/Hz)	0.336900(wb)
40.4073(V)	17.500(Hz)	2.3090(V/Hz)	0.336900(wb)
39.3904(V)	17.000(Hz)	2.3171(V/Hz)	0.336900(wb)
38.3737(V)	16.500(Hz)	2.3257(V/Hz)	0.336900(wb)
37.3571(V)	16.000(Hz)	2.3348(V/Hz)	0.336900(wb)
36.3408(V)	15.500(Hz)	2.3446(V/Hz)	0.336900(wb)
35.3246(V)	15.000(Hz)	2.3550(V/Hz)	0.336900(wb)
34.3087(V)	14.500(Hz)	2.3661(V/Hz)	0.336900(wb)
33.2930(V)	14.000(Hz)	2.3781(V/Hz)	0.336900(wb)
32.2776(V)	13.500(Hz)	2.3909(V/Hz)	0.336900(wb)
31.2625(V)	13.000(Hz)	2.4048(V/Hz)	0.336900(wb)
30.2477(V)	12.500(Hz)	2.4198(V/Hz)	0.336900(wb)
29.2332(V)	12.000(Hz)	2.4361(V/Hz)	0.336900(wb)
28.2192(V)	11.500(Hz)	2.4538(V/Hz)	0.336900(wb)
27.2055(V)	11.000(Hz)	2.4732(V/Hz)	0.336900(wb)
26.1924(V)	10.500(Hz)	2.4945(V/Hz)	0.336900(wb)
25.1798(V)	10.000(Hz)	2.5180(V/Hz)	0.336901(wb)
24.1678(V)	9.500(Hz)	2.5440(V/Hz)	0.336901(wb)
23.1565(V)	9.000(Hz)	2.5729(V/Hz)	0.336901(wb)
22.1460(V)	8.500(Hz)	2.6054(V/Hz)	0.336901(wb)
21.1364(V)	8.000(Hz)	2.6421(V/Hz)	0.336902(wb)
20.1278(V)	7.500(Hz)	2.6837(V/Hz)	0.336903(wb)
19.1205(V)	7.000(Hz)	2.7315(V/Hz)	0.336904(wb)
18.1146(V)	6.500(Hz)	2.7869(V/Hz)	0.336906(wb)
17.1103(V)	6.000(Hz)	2.8517(V/Hz)	0.336909(wb)
16.1080(V)	5.500(Hz)	2.9287(V/Hz)	0.336913(wb)
15.1081(V)	5.000(Hz)	3.0216(V/Hz)	0.336919(wb)
14.1110(V)	4.500(Hz)	3.1358(V/Hz)	0.336929(wb)
13.1175(V)	4.000(Hz)	3.2794(V/Hz)	0.336944(wb)
12.1285(V)	3.500(Hz)	3.4653(V/Hz)	0.336968(wb)
11.1451(V)	3.000(Hz)	3.7150(V/Hz)	0.337008(wb)
10.1689(V)	2.500(Hz)	4.0676(V/Hz)	0.337074(wb)
9.2023(V)	2.000(Hz)	4.6012(V/Hz)	0.337189(wb)
8.2486(V)	1.500(Hz)	5.4990(V/Hz)	0.337399(wb)
7.3123(V)	1.000(Hz)	7.3123(V/Hz)	0.337794(wb)
6.4002(V)	0.500(Hz)	12.8003(V/Hz)	0.338578(wb)

APÊNDICE - (A-4.3)

INTERFACES CONVERSoras A/D e D/A

Na Figura -(4.1) temos duas interfaces conversoras D/A e três A/D. Uma descrição da maneira como estas interfaces conversoras foram implementadas é aqui apresentada.

Os dois conversores D/A foram implementados com o dispositivo DAC 0800 de 8 "bits". Eles são utilizados para conversão da amplitude da tensão modulante e sua frequência da forma de valores digitais para valores analógicos compatíveis com os níveis de tensão dos conversores D/A do oscilador de referência e do circuito monoestável, utilizado como VCO, responsáveis pelo controle de amplitude e frequência da tensão de saída do cicloconversor.

Já as interfaces conversoras A/D , são responsáveis pela transformação das informações analógicas relativas aos enlaces de fluxo estimados de eixo direto e em quadratura e da velocidade do motor em valores digitais.

Utilizou-se para implementar estas interfaces, os dispositivos ADC0808 de 8 "bits" e oito canais.

Escolheu-se esse conversor por suas características e por permitir uma redução de componentes na sua implementação. Isto devido a possibilidade de multiplexação de seus canais de entrada.

Adotou-se a seguinte configuração de entrada :

CANAL 0 —————> utilizado para entrada de λ_{ds} ;

CANAL 1 —————> utilizado para entrada de λ_{qs} ;

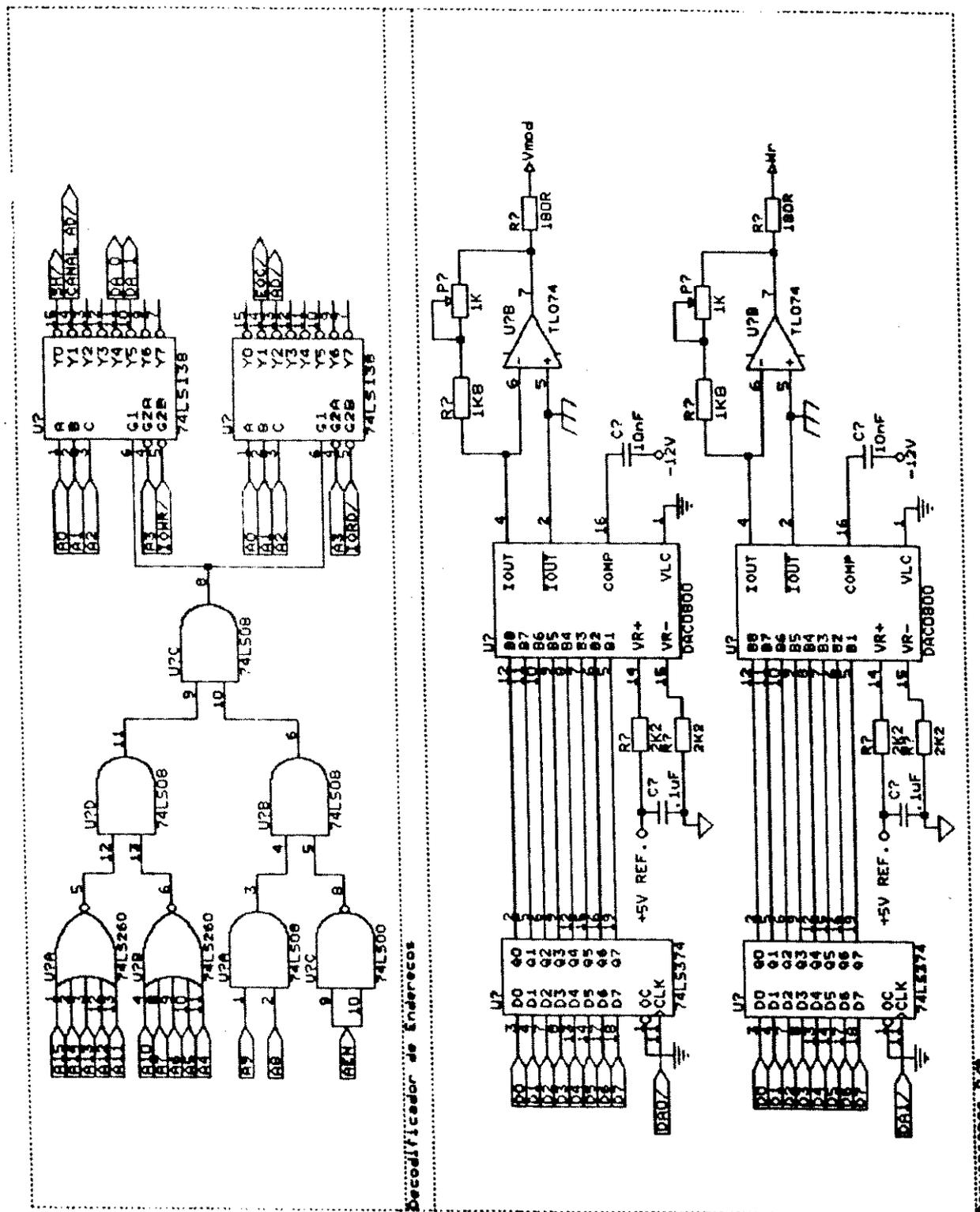
CANAL 2 —————> utilizado para entrada de ω_r ;

Para a completa implementação das interfaces, foram

necessários circuitos periféricos tais como:

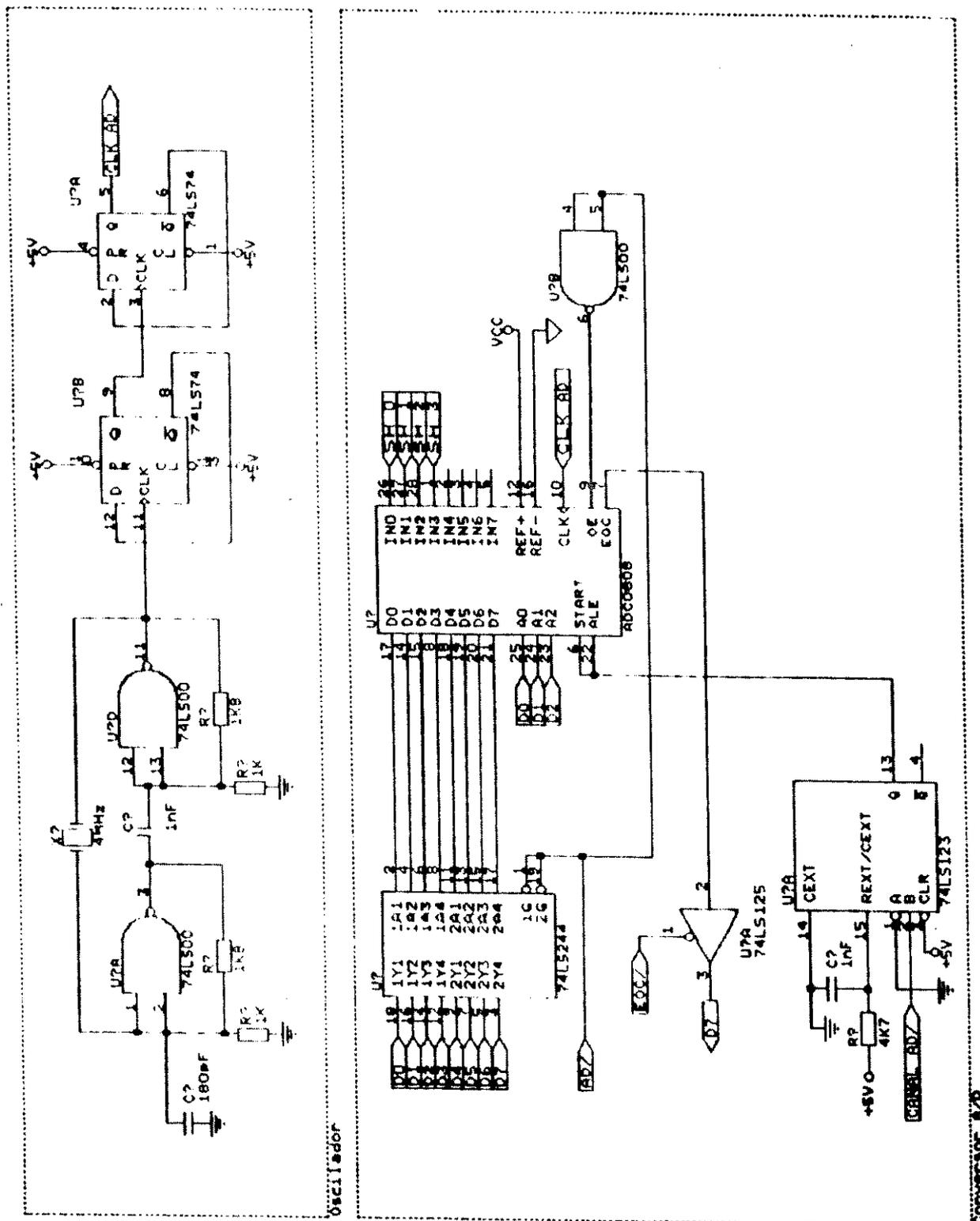
- i - "Sample & Hold", para isto utilizou-se o circuito integrado LF398 ;
- ii - Referência de tensão, este circuito foi implementado com o integrado LM723;
- iii - "clock do Sample and Hold", foi implementado utilizando-se duas portas "Nand" 74LS00 e um cristal oscilador de 4 MHz;
- iv - circuito divisor de frequência, para tal, utilizou-se dois "flip-flops" do tipo 74LS74 ;
- v - o mapeamento de endereço de entrada/saída foi realizado com circuito integrado do tipo 74LS138. Esse mapeamento baseou-se na tabela padrão de endereços do microprocessador utilizado. Adotou-se a seguinte configuração:
 - 0302H —————> conversor A/D (velocidade)
 - 0302H —————> conversor A/D (fluxo de eixo direto)
 - 0302H —————> conversor A/D (fluxo de eixo em quadratura)
 - 0304H —————> conversor D/A (amplitude da tensão modulante)
 - 0305H —————> conversor D/A (frequência da tensão modulante)

Na Figura-(A-4.3.1) estão ilustrados os circuitos do decodificador de endereço e dois conversores D/A. Já na Figura-(A-4.3.2) estão ilustrados os circuitos do oscilador e conversor A/D. Os circuitos do "sample and Hold" e de referência de tensão estão mostrados na Figura-(A-4.3.3). Estes circuitos foram desenvolvidos e testados no trabalho de Duarte, (1991).



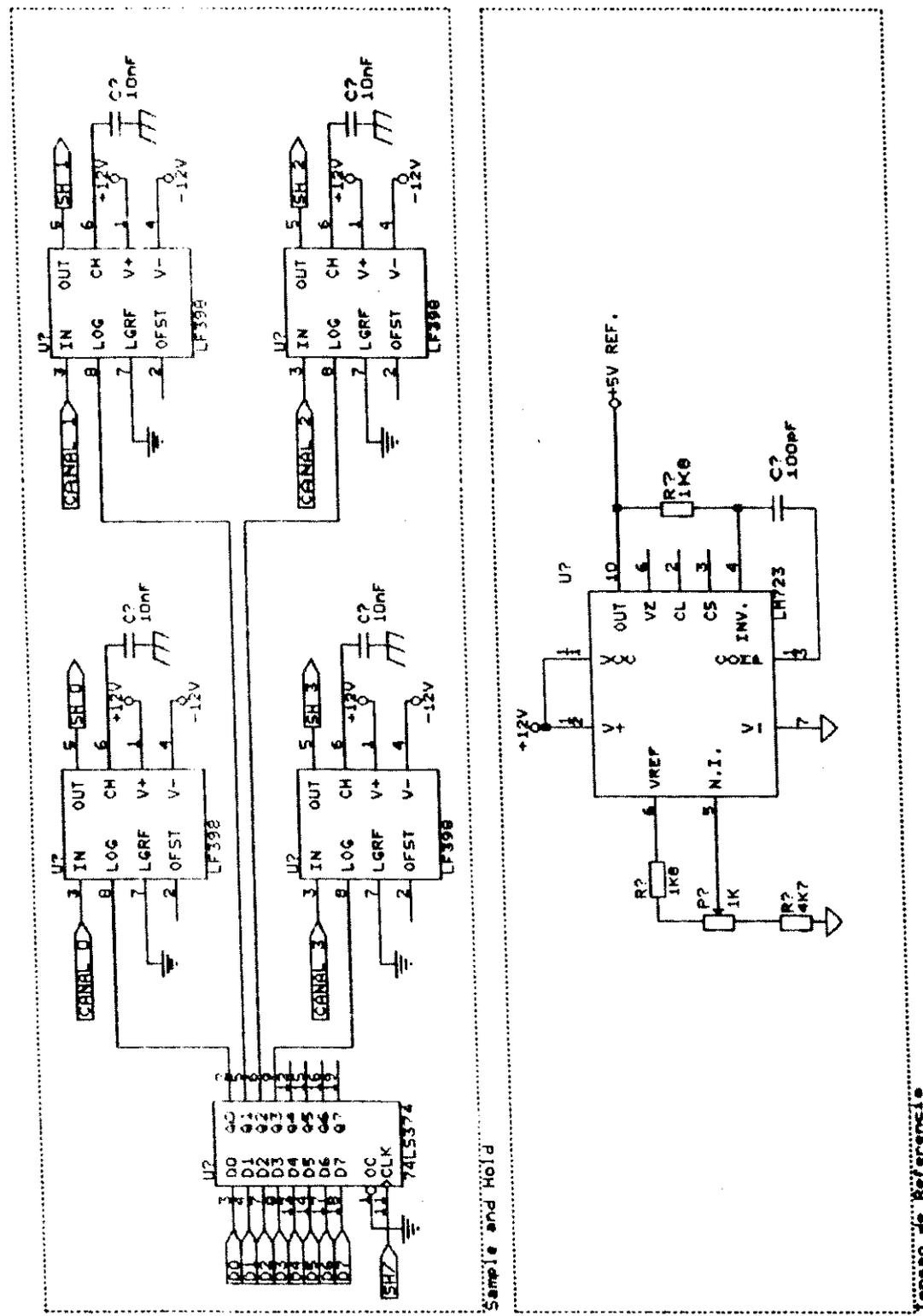
Circuito : decodificador de endereços e dois conversores D/A

Figura - (A-4.3.1) (DUARTE, 1991)



Circuitos : oscilador e conversor A/D

Figura - (A-4.3.2) (DUARTE, 1991)



Circuitos : Sample & Hold e Tensão de referência

Figura -(A-4.3.3) (DUARTE, 1991)

APÊNDICE - (A-4.4)

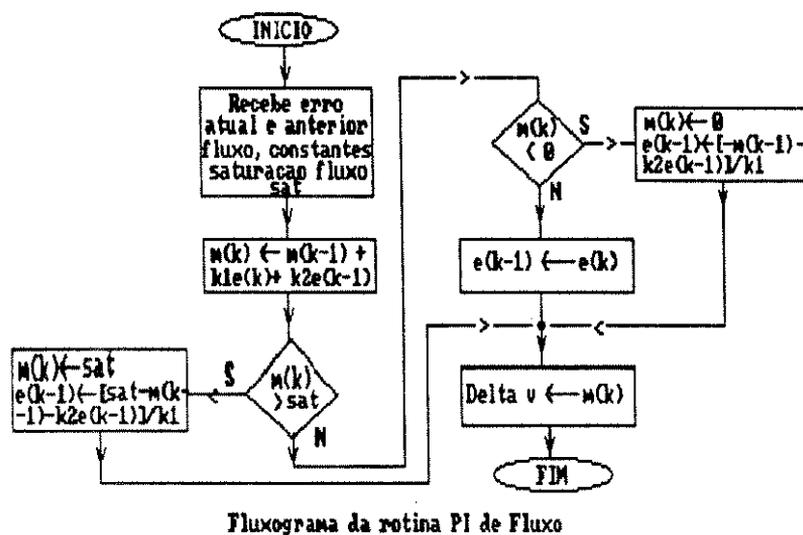
ALGORÍTMO dos CONTROLADORES PI

Neste apêndice é apresentado o algoritmo dos controladores de fluxo e de velocidade, da malha de controle proposta no trabalho desenvolvido em conjunto com Duarte, (1991).

Conforme mencionado no capítulo-IV , a estratégia de controle é implementada segundo uma estrutura híbrida, sendo a malha fechada de controle, implementada em microcomputador. O programa de controle está dividido em duas partes distintas; uma é a aquisição de dados e a outra a rotina dos controladores.

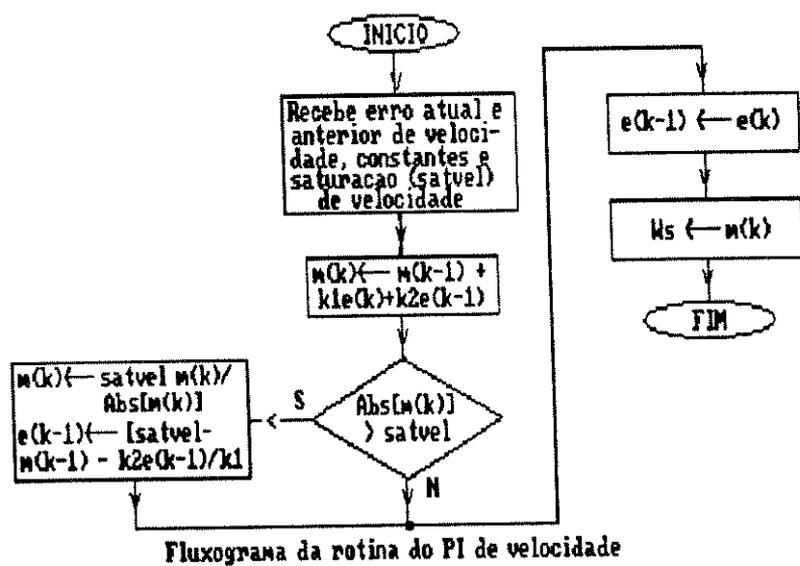
A entrada de dados está implementada em Pascal, ela é responsável pela inicialização das variáveis e constantes relacionadas com o sistema. Além disto, ela permite estabelecer o tempo de acionamento do sistema, como também definir a lei de variação da velocidade de referência. Uma vez alcançado o tempo previsto de acionamento, os pulsos de disparo dos "SCRs" são inibidos e o sistema é desligado, permanecendo neste estado até que seja dado o comando via teclado para iniciar um novo ciclo.

Os controladores digitais do tipo PI com compensação da ação integral segundo Bruciapaglia et alli(1986), foram implementados em "Assembly" para o microprocessador 8088. As rotinas dos controladores da malha de fluxo estatórico e velocidade estão ilustradas nas Figuras - (A-4.4.1) e (A-4.4.2).



Fluxograma da rotina PI de Fluxo

Figura - (A-4.4.1)



Fluxograma da rotina do PI de velocidade

Figura - (A-4.4.2)

APÊNDICE -(A-5.1)

DESENVOLVIMENTO DO "HARDWARE" : cicloconversor híbrido

Neste apêndice são apresentados o "Hardware" e a descrição suscinta do funcionamento dos blocos funcionais da Figura-(A.5.1.1) relativa à estrutura de comando do cicloconversor híbrido.

A seguir serão descritas as funções, o funcionamento e a implementação de cada bloco.

- Bloco amostrador

Este bloco tem por objetivo receber amostras das tensões da rede para serem utilizadas como referências do "Bloco comparadores", na determinação dos instantes de disparo dos "SCRs", e também pelos integradores contidos no "Bloco lógica dos transistores", na determinação dos instantes de corte dos transistores da chave "sw1" e de excitação dos transistores da chave "sw2".

No cicloconversor de três pulsos descrito no capítulo-II utilizou-se para esta função, um conjunto de três transformadores ligados em estrela/estrela para reduzir as tensões da rede. Entretanto este mecanismo revelou-se inadequado, pois, devido às oscilações das tensões da rede, torna-se difícil ajustar precisamente os comparadores, isto é, mante-los ajustados de maneira idêntica, o que era refletido sob forma de desequilíbrio das tensões de fase aplicada ao motor.

Para superar tal inconveniente, foram utilizados três circuitos estabilizadores de tensão conforme ilustrado na Figura-(A.5.1.7).

No caso do cicloconversor híbrido estes estabilizadores não são

necessários, uma vez que a comparação é feita na passagem da tensão amostrada pelo nível "zero", não dependendo portanto da amplitude das tensões amostradas da rede. Todavia tais estabilizadores foram mantidos na placa, para compatibilizá-la com o cicloconversor descrito anteriormente. Para tal, pequenas modificações na configuração de "jumpers" existentes na placa devem ser feitas, de maneira que uma mesma placa possa ser utilizada em ambos cicloconversores.

Os integradores tem por finalidade calcular o valor médio da tensão que deve ser aplicada ao motor. Quando a tensão amostrada da rede atinge o valor médio desejado, os transistores da chave "sw1" são cortados, provocando uma comutação forçada dos "SCRs". Para o sucesso desta ação, é importante que a amplitude e a forma de onda da tensão amostrada da rede sejam preservadas no sinal a ser integrado.

Na Figura-(A.5.1.8) é mostrado o esquema eletrônico do circuito estabilizador. Neste circuito o sinal do transformador de isolamento é aplicado à entrada não inversora do amplificador operacional U4D. No circuito de realimentação negativa deste amplificador, está incorporado um transistor de efeito de campo (FET), cuja resistência interna varia com a tensão aplicada à porta deste. Permitindo desta maneira, variar automaticamente o ganho do amplificador. A saída deste amplificador é aplicada a um retificador de precisão composto de um amplificador operacional U4C dos diodos D9 e D10, e de um capacitor C4, cuja finalidade é filtrar o sinal de saída do retificador. Este sinal filtrado representa o valor de pico da tensão amostrada da rede. Ele é comparado com uma referência fixa, ajustada por meio do "trimpot" R17. O sinal de erro resultante é amplificado pelo amplificador operacional U5A e realimentado negativamente na porta do FET, estabilizando assim a amplitude da saída do amplificador U4D.

Bloco dos comparadores

Os comparadores foram utilizados para determinar os instantes de disparo dos "SCRs". Tais instantes ocorrem na passagem pelo nível "zero" da tensão amostrada da rede como já descrito no capítulo-V.

Na implementação deste Bloco foram utilizados circuitos integrados LM311, especialmente projetados para serem usados como comparadores. Para compensação de "off-set" destes integrados, utilizou-se "trim-pot" conectados entre os pinos 5 e 16. Para prevenir contra oscilações espúrias, que poderão ocorrer com este circuito integrado devido às indutâncias parasitas do circuito impresso, foi prevista a ligação de um capacitor entre os terminais das entradas inversora e não inversora dos integrados LM311.

- Bloco seletor de borda-

Para o correto disparo dos "SCRs" do grupo positivo, torna-se necessário que estes sejam disparados na passagem pelo nível "zero" da tensão amostrada da rede, quando a sua derivada é positiva e para os "SCRs" do grupo negativo quando da passagem pelo nível "zero" da tensão amostrada da rede e a sua derivada for negativa.

Para garantir esta condição, foi incorporado o "Bloco seletor de borda", que seleciona em qual borda do sinal de saída do comparador serão disparados os "SCRs" do grupo positivo e do grupo negativo.

Como pode ser observado da Figura-(A.5.1.3), o sinal proveniente do comparador (COMP A, COMP B, COMP C) pode seguir dois caminhos distintos até a saída correspondente (GTA,GTB,GTC).

Estes caminhos serão descritos para o circuito da fase A, sendo que para as demais fases serão análogos.

Quando o grupo for positivo e sinal de controle de grupo se encontrar em nível alto, o inversor U4C coloca o pino 5 do CI-U7B em nível baixo e o inversor U4B coloca o pino 13 da porta AND- U7D em nível lógico "Hum", habilitando o caminho U7D - U7C de maneira a obter na saída de U7C em GAT A o sinal de COMP A sem inversão.

Quando o grupo for o negativo, o nível lógico nos pinos 5 de U7B e 13 de U7D invertem, habilitando o caminho U7A - U7B - U7C, de maneira a obter na saída de U7C em GTA o sinal de COMP A invertido, com

isto invertendo-se as bordas de subida e de descida do comparador.

Bloco gerador de pulsos

Este Bloco tem por objetivo gerar um pulso no instante em que os "SCRs" devem entrar em condução e o motor sair do modo roda livre.

A razão de se gerar um pulso no instante de transição do sinal na saída do seletor de borda do nível "zero" para o nível "um", é porque os Blocos subsequentes, são sensíveis não só a transição de níveis mas também ao nível lógico.

O Bloco é implementado a partir do CI-74123, tendo a entrada sensível a borda de subida conectada à saída do Bloco seletor de borda.

Bloco flip-flops

Este Bloco está ilustrado na Figura-(A.5.1.5), ele tem por função memorizar qual a fase da rede que deve ser ligada ao motor.

Esta função é necessária, uma vez que a comparação é um processo transitório, determinando apenas o início do período no qual a fase da rede deverá ser conectada à fase do motor.

Quando acontece uma comparação em condições favoráveis, o monoestável correspondente no **Bloco gerador de pulsos**, é engatilhado, e a sua saída \bar{Q} vai momentaneamente para o nível lógico "1", forçando a saída das portas "nand" conectadas aos "clears" dos "flip-flops" das outras fases, irem também para o nível "0", fazendo com que estas fases sejam desligadas, ao mesmo tempo em que a saída Q do monoestável é aplicada ao "clock" do flip-flop correspondente. Quando o pulso volta ao nível zero, a saída do flip-flop vai para o nível lógico "1". A duração do pulso deve ser ajustada de forma a ser maior que o tempo de extinção dos "SCRs" utilizados.

Bloco seletor de grupo

A cada fase da rede esta associado um par de "SCR" em anti-paralelo, conectando-a a uma fase do motor. Os flip-flops anteriormente descritos, memorizam se os "SCRs" podem ou não serem disparados. Como os flip-flops são comuns aos "SCRs" de ambos os grupos, torna-se necessário um Bloco que selecione qual dos dois "SCRs" da fase receberá pulsos de disparo. Tal Bloco é o seletor de grupo apresentado na Figura-(A.5.1.6).

Este Bloco é constituído de portas "and" de três entradas. Estas portas são controladas pelos sinais G^+ e G^- derivados do sinal de controle de grupo no Bloco seletor de borda. Cada uma delas está associado um "SCR" recebendo em uma de suas entradas o sinal de bloqueio, na outra entrada recebe a saída Q do flip-flop correspondente e finalmente a última entrada o sinal de habilitação do grupo a que pertence.

No esquema da Figura-(A.5.1.6) existem duas portas "nand"(U14A U14B) que recebem os sinais G^+ e G^- e um sinal de controle MODO. Quando este sinal se encontra em nível "zero", os sinais de controle de grupo são levados ao nível lógico "hum" e os dois "SCR" são disparados simultaneamente, funcionando nesta condição como "triacs".

Foram ainda acrescentados neste Bloco, amplificadores operacionais LM324 que irão exercer a função de "BUFFERS", convertendo os níveis lógicos TTL para níveis de aproximadamente ± 15 Volts, aumentando deste modo a imunidade a ruídos.

Bloco lógica dos transistores

O diagrama representativo deste Bloco é mostrado na Figura-(A.5.1.9). A função deste Bloco é de proporcionar o corte dos "SCRs" em condução e ao mesmo tempo em que coloca as fases do motor que estavam ligadas à rede no modo de operação em roda livre.

Pode-se distinguir na Figura-(A.5.1.9) o Bloco seletor analógico, que tem por função selecionar o sinal amostrado da rede de

alimentação que será integrado no **Bloco integrador/comparador**, de modo a determinar se o valor médio da tensão aplicada ao motor atingiu o valor desejado.

Os transistores da chave "sw1" são controlados pelo sinal da saída Q do "flip-flop" CI-7473, representado no esquema da Figura-(A.5.1.9), enquanto que os transistores da chave "sw2" são controlados pela saída \bar{Q} do mesmo "flip-flop". Isto é possível uma vez que o funcionamento destes transistores é complementar.

Os pulsos gerados no **Bloco gerador de pulso**, são aplicados na porta "nor" conforme ilustrado na Figura-(A.5.1.9).

Estes pulsos forçam o "flip-flop" através de sua entrada de "clock" a colocar o estado lógico "1" em sua saída Q .

A saída \bar{Q} que está também ligada ao **Bloco integrador**, quando em nível lógico "zero", faz com que seja processada a integração do sinal proveniente do seletor analógico.

O sinal de saída do integrador é comparado com o sinal da tensão modulante. Quando estes sinais se igualam, o sinal V_c é levado ao nível lógico "zero", "ressetando" o "flip-flop" e como consequência, leva o transistor da chave "sw1" ao corte e o transistor da chave "sw2" à saturação. Esta situação persiste até que um novo pulso proveniente do gerador de pulso, dê início ao ciclo descrito anteriormente.

Durante o período em que o "flip-flop" se encontra "ressetado", a sua saída \bar{Q} vai para o nível lógico "um", fazendo com que o integrador seja "zerado" (isto é; assuma condição inicial "zero").

Bloco seletor analógico

O **Bloco seletor analógico** é representado no diagrama da Figura-(A.5.1.10).

Este **Bloco** é constituído de três chaves analógicas com as

saídas em comum, e cada uma destas chaves tem sua entrada ligada ao sinal amostrado da respectiva fase da rede.

O controle das chaves analógicas é realizado pelos mesmos "flip-flops" do "Bloco flip-flop", que memorizam qual é a fase que está aplicada ao motor.

Desta forma, fica garantido que na saída do seletor, terá uma tensão que é amostra daquela que está aplicada ao motor.

Utilizou-se amplificadores operacionais, para converter o nível TTL proveniente dos "flip-flop", para um nível de tensão compatível com os sinais analógicos a serem processados pelas chaves.

Bloco integrador/comparador

Este Bloco é ilustrado na Figura-(A.5.1.11), ele é formado pela seção "B" do amplificador operacional LM -324, do capacitor C₁ e do "trimpot" P₁ de ajuste da constante de integração.

A chave analógica em paralelo com o capacitor C₁, tem a função de descarrega-lo durante o período em que a fase do motor se encontrar no modo de operação em roda livre.

Quando o sinal aplicado ao pino de controle da chave analógica é levado ao nível lógico "zero", a chave analógica abre, com isto permite que o capacitor C₁ seja carregado, efetuando-se desta maneira a integração da tensão de entrada V_i.

O controle da chave analógica é feito pela saída \bar{Q} do "flip-flop" representado na Figura-(A.5.1.9).

A seção "C" do CI- LM 324, foi utilizada para desacoplar o integrador da seção seguinte, de modo a evitar oscilações que poderão surgir no integrador.

Os comparadores foram implementados com os CI -LM 311.

No diagrama apresentado na Figura-(A.5.1.11), nota-se a existência de dois circuitos comparadores. Um deles está associado ao grupo positivo e o outro ao grupo negativo.

A seleção de qual deles será acoplado à saída V_c é feita pelas portas "nand", que por sua vez são controladas pelos sinais G^+ e G^- de controle de grupo, derivados do **Bloco seletor de borda**.

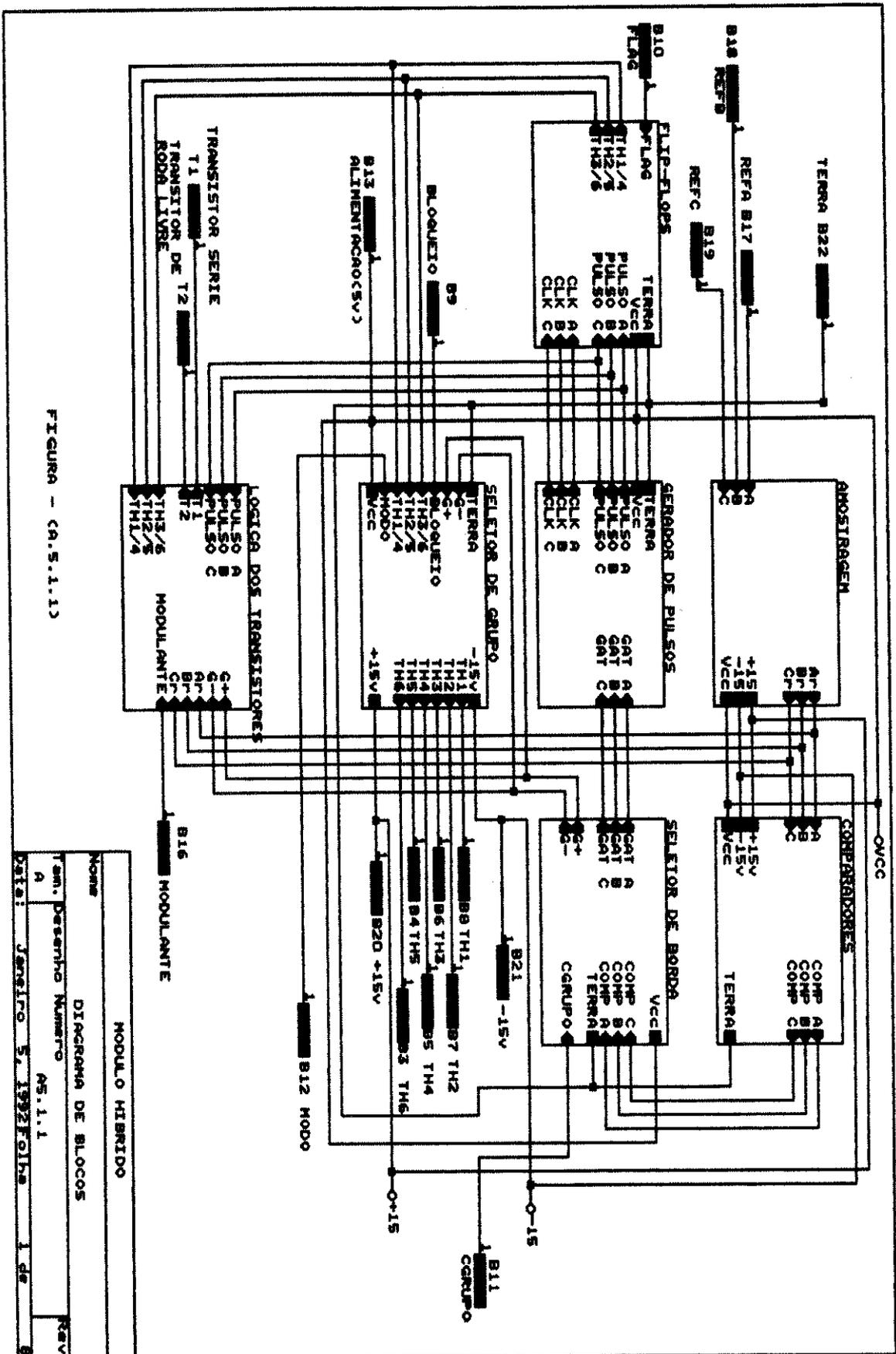


FIGURA - (A.5.1.1)

MODULO HIBRIDO	
Nome	
Diagrama de Blocos	
Am. Desenho	Numero
A	AS.1.1.1
Data:	Janeiro 5, 1992
Folha	1 de
	8

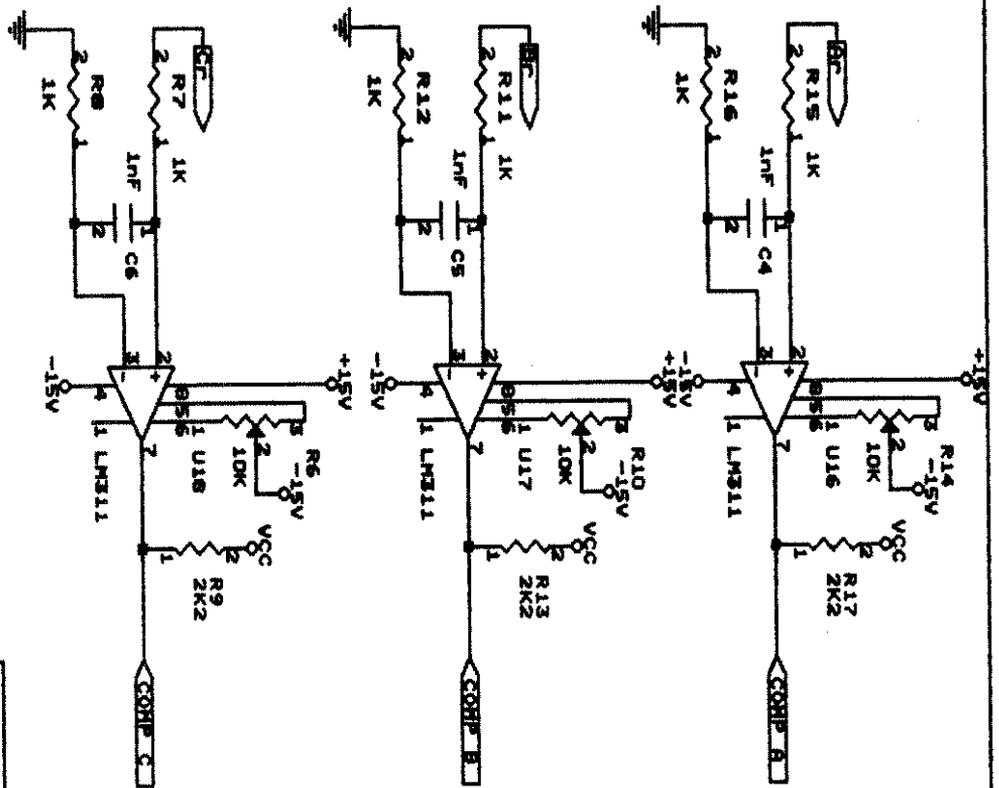
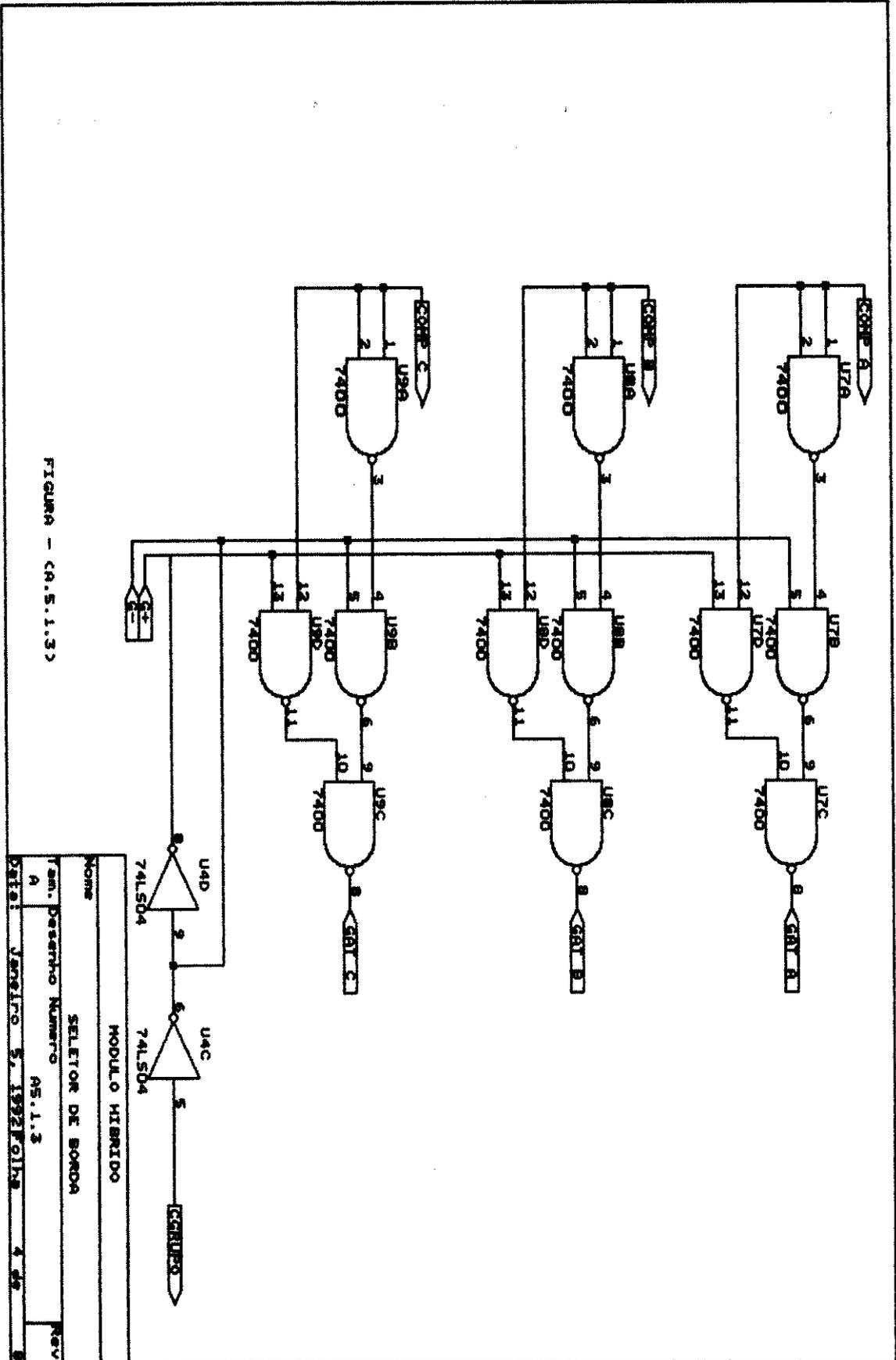


FIGURA - (A.5.1.2)

MODULO HIBRIDO	
COMPARADORES	
Nome	
Tam. Desenho	Numero
A	AS.1.2
Proj.	Jensiro S. 1992
Rev.	6 de 8



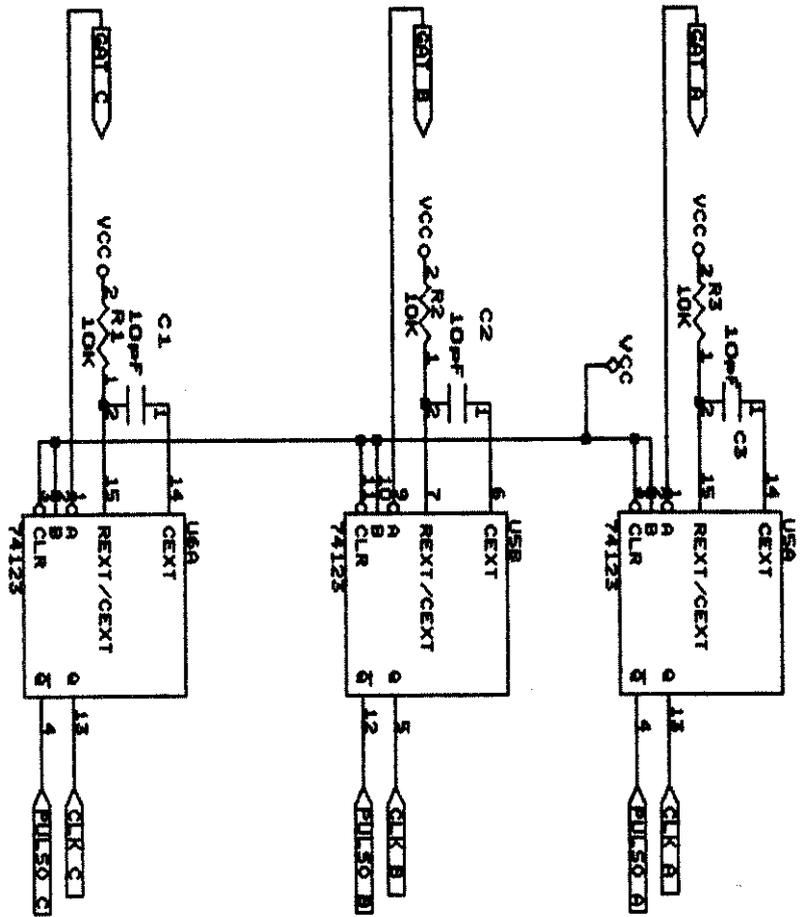


FIGURA - (A.5.1.4)

<p>MODULO HIBRIDO</p>	
<p>Nome: GERADOR DE PULSO</p>	
<p>Tam. Desenho Numero</p>	<p>A5.1.4</p>
<p>Rev</p>	<p>8</p>
<p>Data: Janeiro 5, 1992 Folha 3 de 8</p>	

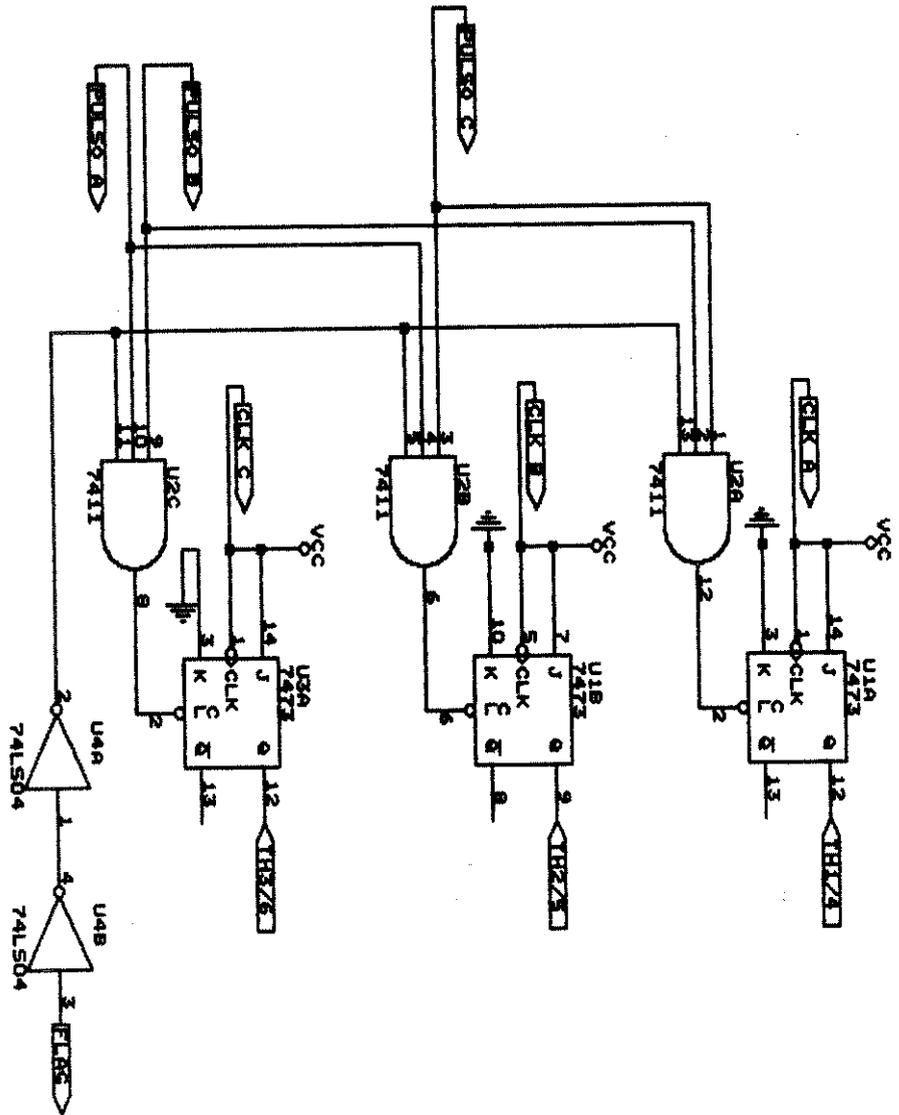


FIGURA - (A.5.1.5)

Nome		MODULO HIBRIDO	
Tm. Desenho		FLIP-FLOPS	
Numero		95.1.5	
Rev		A	
Data: Fevereiro 21, 1992		Folha 2 de 8	

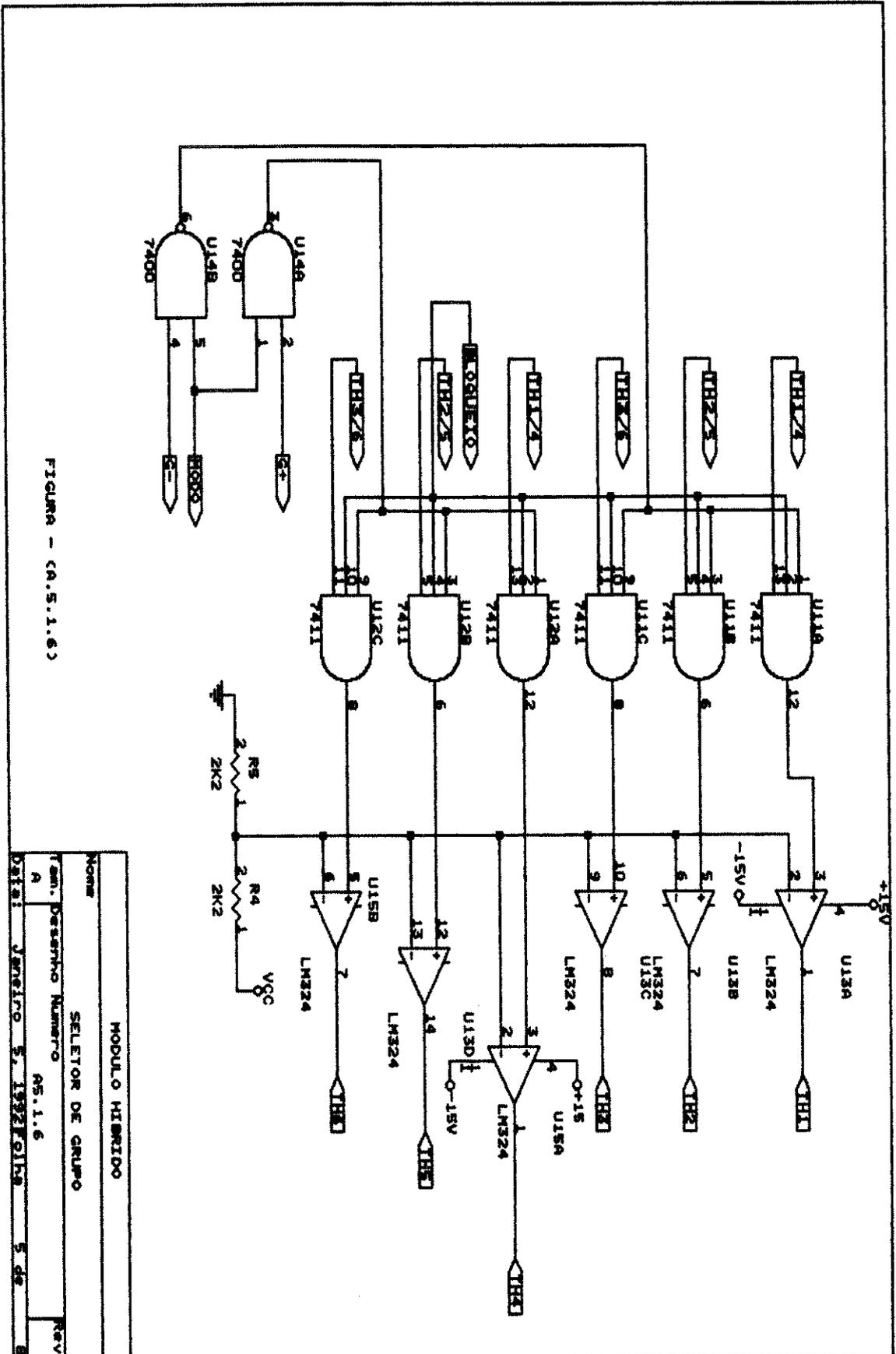


FIGURA - (A.S.1.6)

MODULO HIBRIDO	
SELETOR DE GRUPO	
Nome	
Tam. Desenho Numero	AS.1.6
Data:	Janeiro 5, 1992
Rev	5 de 8

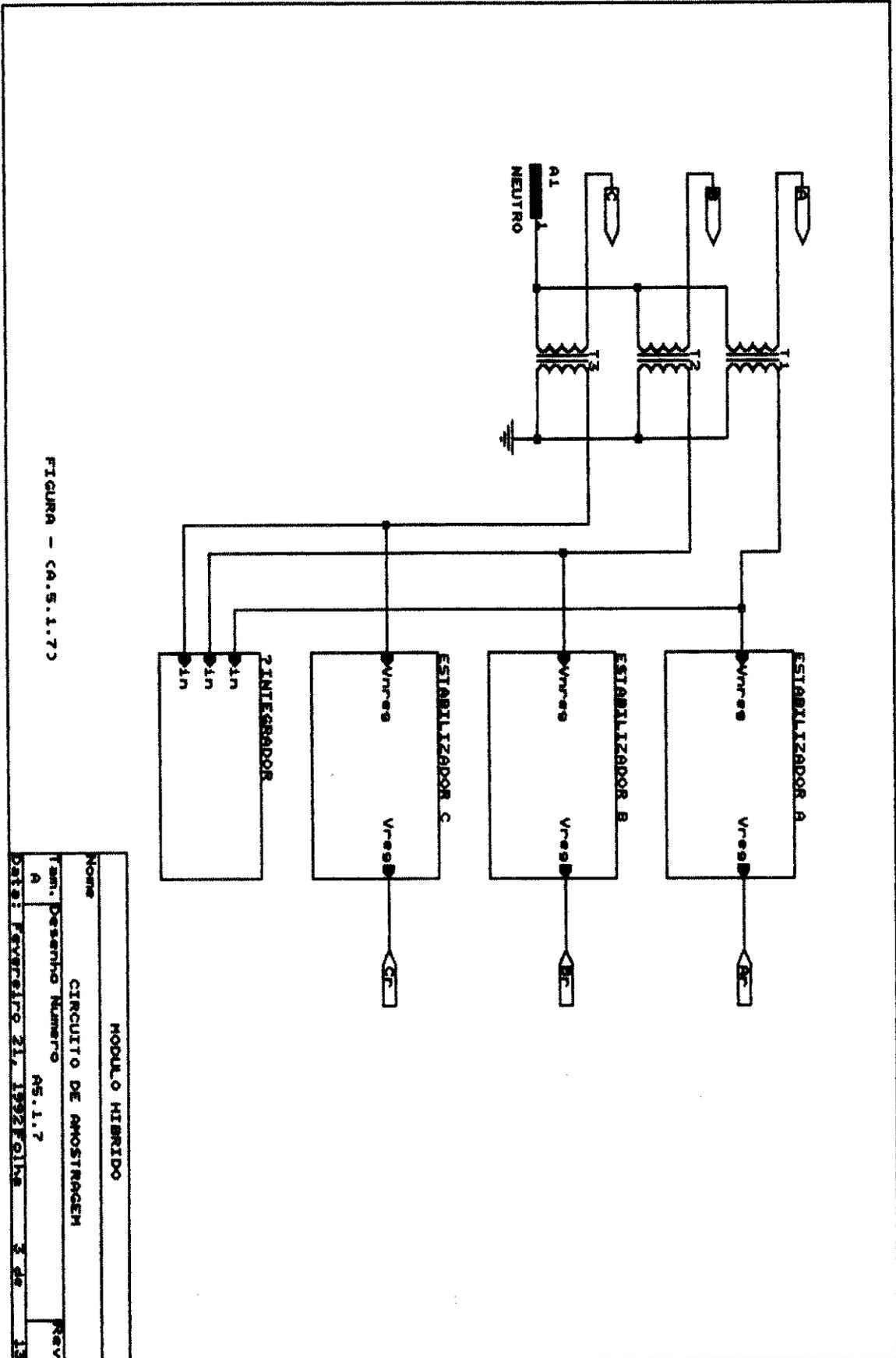


FIGURA - (A.S.1.7)

MODULO HIBRIDO	
Nome	
CIRCUITO DE AMOSTRAGEM	
Form. Desenho	Numero
A	AS.1.7
DATA	FEVEREIRO 21, 1952
FOLHA	3 de 13

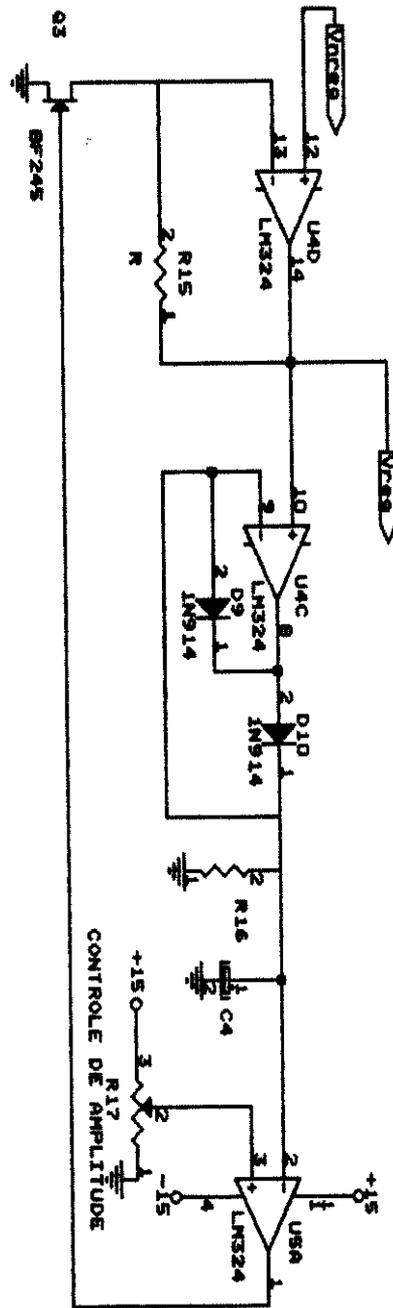


FIGURA - (R.S.I.B)

MÓDULO HÍBRIDO	
Nome REGULADOR DE TENSÃO CA	
Tam. Desenho Número RS.1.8	
A	Rev
Data: Janeiro 5, 1992 Folha 6 de 12	

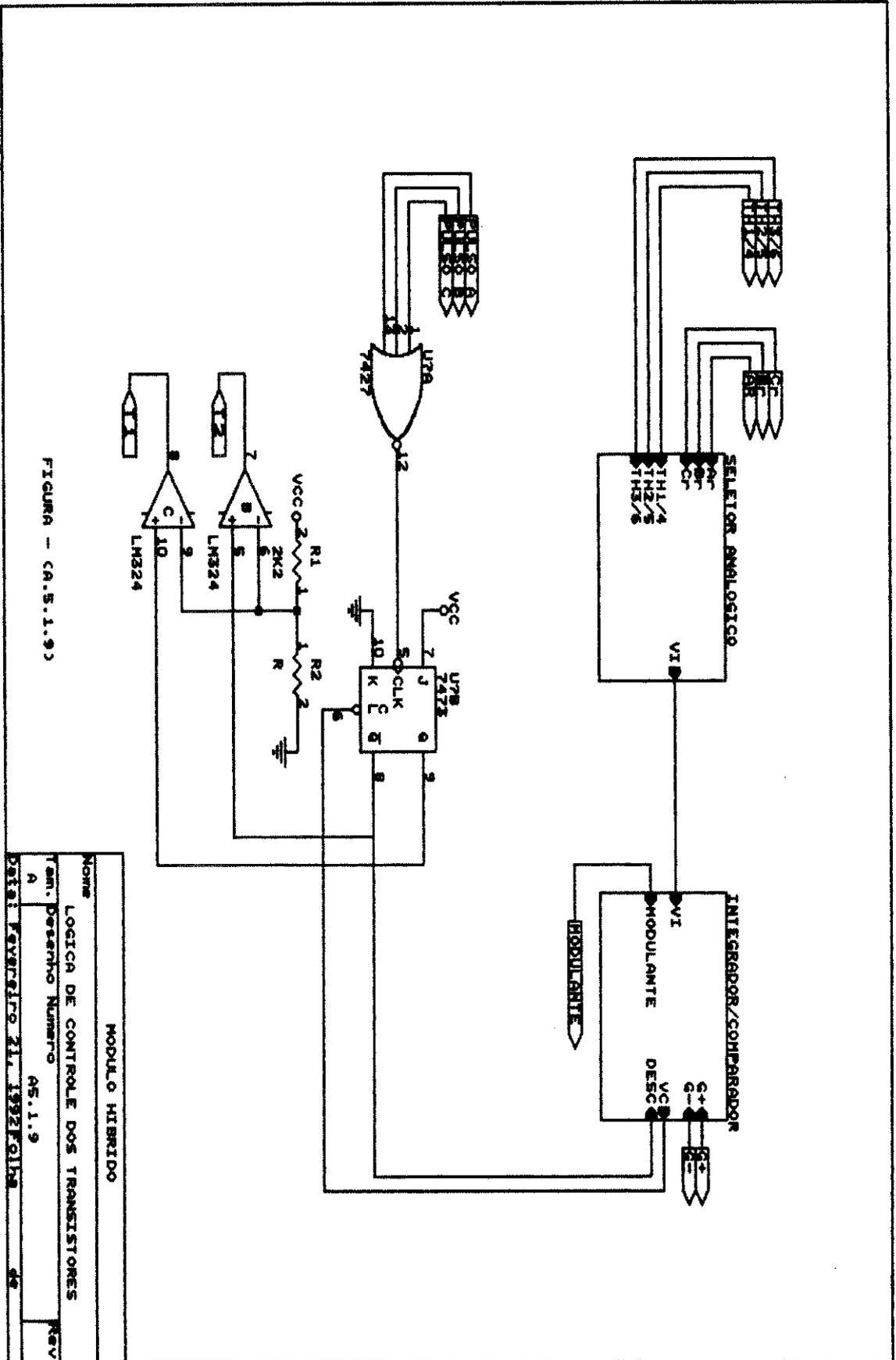


FIGURA - CA.5.1.9)

MODULO HIBRIDO	
Nome	LOGICA DE CONTROLE DOS TRANSISTORES
Item. Desenho	Numero
A	45.1.9
Data: Fevereiro 21, 1992 Folha 44	

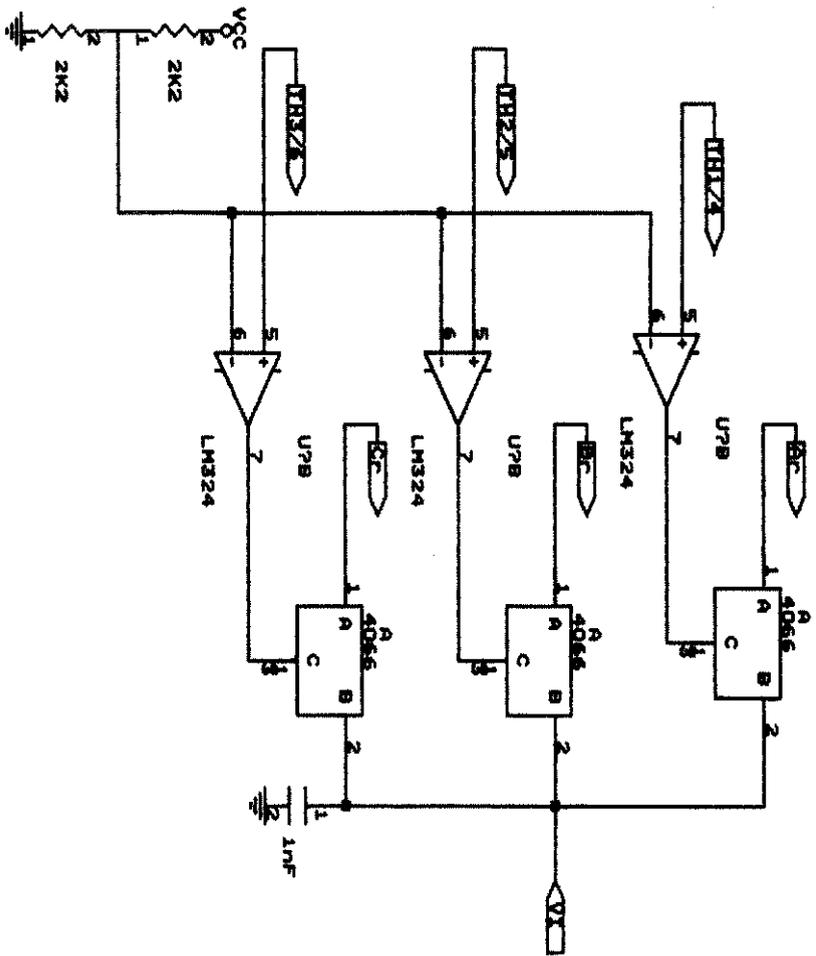


FIGURA - (A.5.1.10)

NOME		MODULO HIBRIDO	
SELETOR ANALOGICO			
Am. Desenho	Numero	A5.1.10	
A			
Data:	Versão: 5, 1992		Folha: 48
Rev			

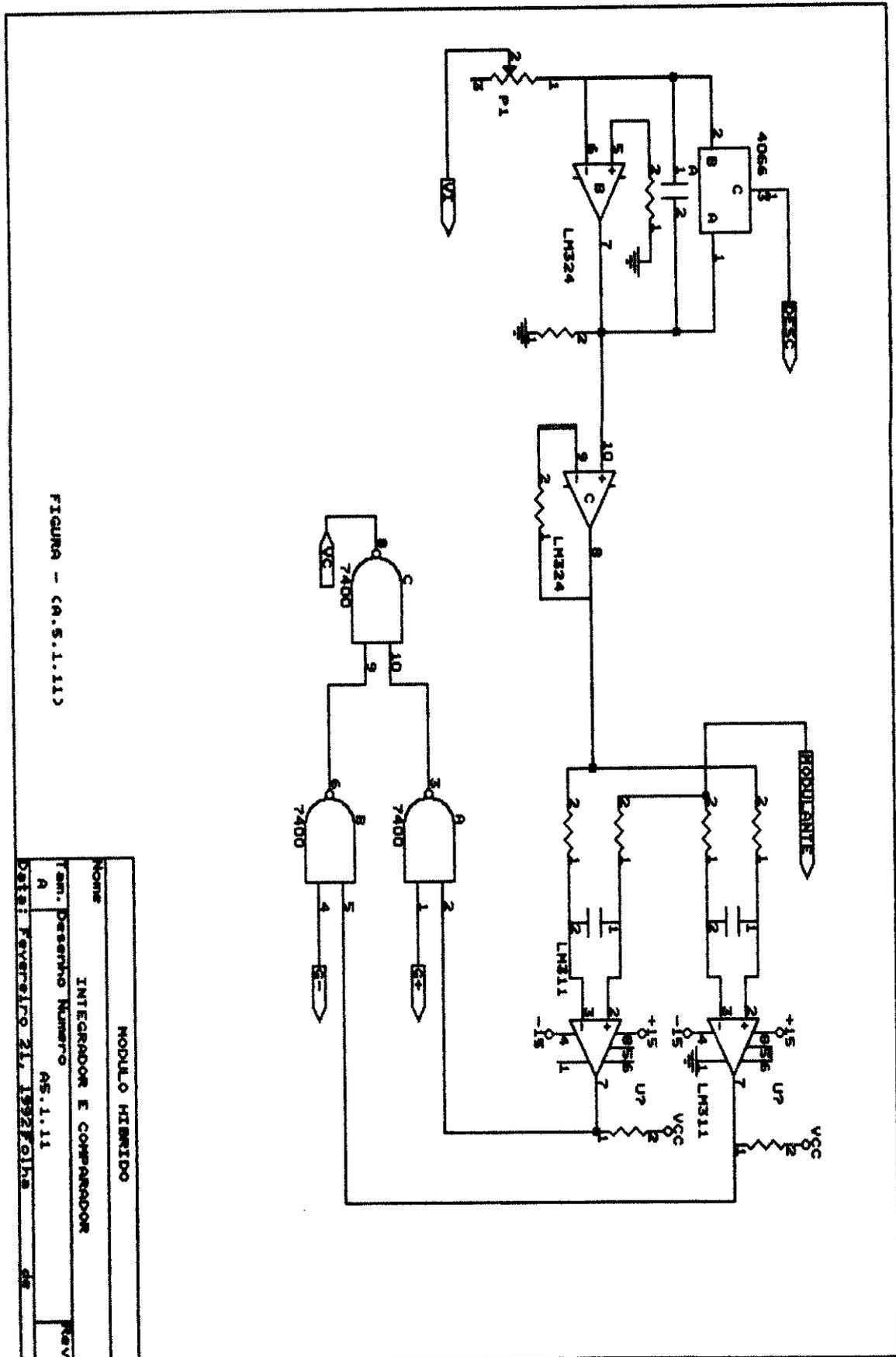


FIGURA - (A.S.1.11)

MODULO HIBRIDO	
Nome	INTEGRADOR E COMPARADOR
Im. Desenho Número	AS.1.11
A	
Orig: Fevereiro 21, 1992	Folha 45