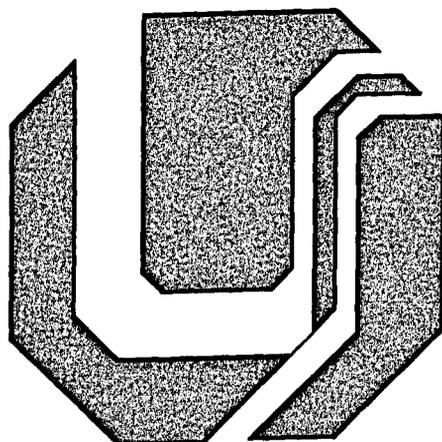


**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



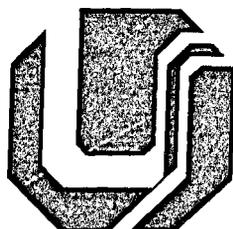
**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA ELETRÔNICO
PARA PARTIDA DE MOTORES DE INDUÇÃO
TRIFÁSICOS COM CONTROLE PROGRAMÁVEL DA
AMPLITUDE DA CORRENTE DE PARTIDA**

MARCO ROGÉRIO CALHEIRA LIMA

**DEZEMBRO
1998**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

11011
621.3
1.752.7
1001/1998



**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA ELETRÔNICO
PARA PARTIDA DE MOTORES DE INDUÇÃO
TRIFÁSICOS COM CONTROLE PROGRAMÁVEL DA
AMPLITUDE DA CORRENTE DE PARTIDA**

DIRBI/UFU



1000187190

Dissertação apresentada por Marco Rogério Calheira Lima à Universidade Federal de Uberlândia para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica aprovada em 10/12/1998 pela Banca Examinadora:

Prof.: Darizon Alves de Andrade
Prof.: Manoel Aguiar
Prof.: Valdeir José de Farias
Prof.: Marcelo Lynce R. Chaves

Dr. UFU (Orientador)
Dr. USP / São Carlos
Dr. UFU
Dr. UFU

Dedico esta dissertação a meus pais, Sansão Alves de Lima e Filomena dos Santos Lima, a meu irmão Estêvão Calheira dos Santos Lima e a minha querida esposa Maria de Lurdes Calheira Lima pelo incentivo e dedicação.

AGRADECIMENTOS

- A Deus, pois é ele a fonte de tudo;
- Aos meus pais Sansão Alves de Lima e Filomena dos Santos Lima por tudo que fizeram e representaram;
- A esposa Maria de Lurdes Calheira Lima pelo reconhecimento e valorização.
- Ao orientador Prof. Dr. Darizon Alves de Andrade;
- A todos que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho;
- A Capes pelo apoio financeiro;
- A TELEBRASILIA em especial Zilma Maria de Queiroz Gonçalves pelo apoio e compreensão;

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO

Introdução	1
------------------	---

2. OPERAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO – CARACTERÍSTICAS DE PARTIDA.

2.1 Introdução	04
2.2 Motor assíncrono	05
2.3 Circuito equivalente do motor de indução	10
2.4 Conjugados	11
2.5 Partida do motor de indução	16
2.6 Partida Direta	17
2.7 Métodos de limitação da corrente de partida em motores de indução trifásicos.....	17
2.7.1 Partida com chave estrela-triângulo	18
2.7.2 Partida com chave compensadora	20
2.7.3 Comparação entre chaves estrela-triângulo e compensadoras	21
2.7.4 Partida eletrônica (“ <i>Soft-Starter</i> ”)	23
2.7.5 Vantagens dos conversores estáticos de partida	24
2.7.6 Funções adicionais atribuídas aos conversores estáticos de partida	25
2.7.7 Áreas de aplicação	26
2.8 Conclusões	26

3. MODELAGEM MATEMÁTICA E SIMULAÇÕES

3.1 Introdução	27
3.2 Modelagem matemática	27
3.2.1 Tensões da máquina	30
3.2.2 Cálculos da correntes	32
3.2.3 Limitação do valor máximo da corrente de partida	33
3.3 Simulação digital	33
3.3.1 Simulação partida direta sem carga.....	34
3.3.2 Simulação partida direta com carga	36
3.3.3 Simulação da chave estrela-triângulo	39
3.3.3.1 Simulação partida estrela-triângulo sem carga	39
3.3.3.2 Simulação partida estrela-triângulo com carga	44
3.3.4 Simulação da chave compensadora de partida “Autotrafo”	48
3.3.4.1 Simulação da chave compensadora de partida sem carga com 65% da tensão nominal	48
3.3.4.2 Simulação da chave compensadora de partida com carga com 65% da tensão nominal	52
3.3.5 Simulação partida suave sem carga.....	57
3.3.6 Simulação partida suave com carga	61

4. SOFT STARTER

4.1 Introdução	67
4.2 Descrição do Equipamento	68
4.3 Interface	70
4.4 Conversor AC/DC	79
4.5 Conversor analógico/digital	80
4.6 Conversor digital/analógico	83
4.7 Circuito controlador de tensão e corrente aplicada ao motor	86
4.8 O circuito integrado TCA 780	87

4.9 Circuito de isolação entre TCA780 e tiristores	88
4.10 Condução do diac e triac	88
4.11 Conclusão	89

5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 Introdução	90
5.2 Montagem para ensaios	90
5.3 Resultados experimentais	94
5.3.1 Ensaio partida direta a vazio	94
5.3.2 Ensaio partida direta com carga	96
5.3.3 Ensaio partida do motor de indução com chave estrela - triângulo	97
5.3.3.1 Ensaio partida estrela-triângulo sem carga	97
5.3.3.2 Ensaio partida estrela-triângulo com carga	98
5.3.4 Ensaio da chave compensadora de partida	99
5.3.4.1 Ensaio sem carga com 65% da tensão nominal	100
5.3.4.2 Ensaio com carga com 65% da tensão nominal	101
5.3.5 Ensaio partida suave " <i>Soft-Starter</i> "	102
5.3.5.1 Ensaio partida suave sem carga	102
5.3.5.1 Ensaio partida suave com carga	104
5.4 Conclusão	111

6. CONCLUSÃO	112
---------------------------	-----

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	114
---	-----

APÊNDICE A	117
-------------------------	-----

APÊNDICE B	128
-------------------------	-----

LISTA DE FIGURAS

CAPÍTULO II

Figura 2.1 – Motor de indução trifásico	06
Figura 2.2 – Correntes trifásicas alternadas equilibradas.....	07
Figura 2.3 – Representação do campo magnético girante.....	07
Figura 2.4 – Princípio do motor de indução.	08
Figura 2.5 – Circuito equivalente do motor de indução por fase.....	10
Figura 2.6 – Curva conjugado x rotação.....	11
Figura 2.7 – Curva característica de conjugado e corrente para partida direta.....	17
Figura 2.8 – Esquema de ligação para partida estrela-triângulo.....	18
Figura 2.9 – Esquema da partida estrela-triângulo.....	19
Figura 2.10 – Correntes e conjugados para partida estrela-triângulo de um motor de gaiola com carga de conjugado resistente C_r	19
Figura 2.11 – Esquema da chave compensadora.....	20
Figura 2.12 - Curva característica de conjugado e corrente para motor com partida Compensadora.....	21
Figura 2.13 – Esquema do Soft-Starter.....	23

CAPÍTULO III

Figura 3.1 - Transformação para eixos dq	28
Figura 3.2 - Sistema de alimentação e controle do motor	31
Figura 3.3a - Forma de onda de tensão aplicada na fase A do estator	31
Figura 3.3b - Forma de onda de tensão aplicada na fase B do estator	32
Figura 3.3c - Forma de onda de tensão aplicada na fase C do estator	32
Figura 3.4 - Forma de onda da corrente de linha (I_{la})	35
Figura 3.5 - Forma de onda da corrente de fase (I_{sa}).....	35
Figura 3.6 - Forma de onda do conjugado do motor.....	35
Figura 3.7 - Forma de onda da velocidade angular do motor.....	36
Figura 3.8 - Forma de onda da corrente de linha (I_{la})	36
Figura 3.9 - Forma de onda da corrente de fase (I_{sa})	37
Figura 3.10 - Forma de onda do conjugado do motor.....	37

Figura 3.11 - Forma de onda do conjugado de carga do motor	37
Figura 3.12 - Forma de onda da velocidade angular do motor.....	38
Figura 3.13 – Forma de onda da corrente de linha (I _{la})	39
Figura 3.14 – Zoom da forma de onda da corrente de linha (I _{la})	39
Figura 3.15 - Forma de onda da corrente de fase (I _{sa})	40
Figura 3.16 – Zoom da forma de onda da corrente de fase (I _{sa}).....	40
Figura 3.17 - Forma de onda do conjugado do motor.....	40
Figura 3.17a – Zoom da forma de onda do conjugado do motor.....	41
Figura 3.17b – Forma de onda das correntes do rotor.....	41
Figura 3.18 - Forma de onda da velocidade angular do motor.....	41
Figura 3.19 - Forma de onda da tensão de fase do motor.....	42
Figura 3.20 - Forma de onda da corrente do rotor (I _{ra})	42
Figura 3.21 – Zoom da forma de onda da corrente do rotor (I _{ra})	42
Figura 3.22 - Forma de onda do fluxo do motor	43
Figura 3.23 - Forma de onda da corrente de linha (I _{la})	44
Figura 3.24 – Zoom da forma de onda da corrente de linha (I _{la})	44
Figura 3.25 - Forma de onda da corrente de fase (I _{sa})	45
Figura 3.26 – Zoom da forma de onda da corrente de fase (I _{sa}).....	45
Figura 3.27 - Forma de onda do conjugado do motor	45
Figura 3.28 – Zoom da forma de onda do conjugado do motor	46
Figura 3.29 - Forma de onda do conjugado de carga do motor	46
Figura 3.30 - Forma de onda da velocidade angular do motor.....	46
Figura 3.31 - Forma de onda da corrente do rotor (I _{ra})	47
Figura 3.32 – Zoom da forma de onda da corrente do rotor (I _{ra})	47
Figura 3.33 - Forma de onda do fluxo do motor	47
Figura 3.34 - Forma de onda da corrente de linha (I _{la})	48
Figura 3.35 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (I _{la})	49
Figura 3.36 - Forma de onda da corrente de fase (I _{sa})	49
Figura 3.37 – Zoom da forma de onda da corrente de fase (I _{sa})	49
Figura 3.38 - Forma de onda do conjugado do motor	50
Figura 3.39 – Zoom da forma de onda do conjugado do motor	50
Figura 3.40 - Forma de onda da velocidade angular do motor.....	50
Figura 3.41 - Forma de onda da corrente do rotor (I _{ra})	51
Figura 3.42 – Zoom da forma de onda da corrente do rotor (I _{ra}).....	51

Figura 3.43 - Forma de onda do fluxo do motor	51
Figura 3.44 - Forma de onda da tensão de fase do motor	52
Figura 3.45 - Forma de onda da corrente de linha (I _{la})....	52
Figura 3.46 – Zoom da forma de onda da corrente de linha (I _{la})	53
Figura 3.47 - Forma de onda da corrente de fase(I _{sa})	53
Figura 3.48 - Zoom da forma de onda da corrente de fase(I _{sa})	53
Figura 3.49 - Forma de onda da velocidade angular do motor	54
Figura 3.50 - Forma de onda do conjugado do motor	54
Figura 3.51 – Zoom da forma de onda do conjugado do motor	54
Figura 3.52 - Forma de onda do conjugado de carga do motor	55
Figura 3.53 - Forma de onda da corrente do rotor (I _{ra})	55
Figura 3.54 – Zoom da forma de onda da corrente do rotor (I _{ra})	55
Figura 3.55 - Forma de onda do fluxo do motor	56
Figura 3.56 - Forma de onda da tensão de fase do motor.....	56
Figura 3.57 - Forma de onda da corrente de linha (I _{la})	57
Figura 3.58 – Zoom da forma de onda da corrente de linha (I _{la})	57
Figura 3.59 - Forma de onda da corrente de fase (I _{sa})	58
Figura 3.60 – Zoom da forma de onda da corrente de fase (I _{sa})	58
Figura 3.61 - Forma de onda da velocidade angular do motor	58
Figura 3.62 - Forma de onda do conjugado do motor	59
Figura 3.63 – Forma de onda da tensão de fase do motor	59
Figura 3.64 – Zoom da forma de onda da tensão de fase do motor	59
Figura 3.65 – Zoom da forma de onda da tensão de fase do motor	60
Figura 3.66 – Forma de onda da corrente do rotor (I _{ra})	60
Figura 3.67 – Forma de onda do fluxo do motor	60
Figura 3.68 – Forma de onda da corrente de linha (I _{la})	62
Figura 3.69 – Zoom da forma de onda da corrente de linha (I _{la})	62
Figura 3.70 – Forma de onda da corrente de fase (I _{sa})	62
Figura 3.71 – Zoom da forma de onda da corrente de fase (I _{sa})	63
Figura 3.72 – Forma de onda da velocidade angular do motor	63
Figura 3.73 – Forma de onda do conjugado do motor	63
Figura 3.74 – Forma de onda do conjugado de carga do motor	64
Figura 3.75 – Forma de onda da tensão de fase do motor	64
Figura 3.76 – Zoom da forma de onda da tensão de fase do motor	64

Figura 3.77 – Zoom da forma de onda da tensão de fase do motor	65
Figura 3.78 – Forma de onda da corrente do rotor (Ira)	65
Figura 3.79 – Forma de onda do fluxo do motor	65

CAPÍTULO IV

Figura 4.1 - Diagrama de bloco do projeto Soft-Starter	69
Figura 4.2 - Configuração da pinagem dos slots dos PC's	72
Figura 4.3 - Interface paralela de entrada e saída programável	73
Figura 4.4 - Possíveis combinações para palavra de controle	75
Figura 4.5 - Pinagem dos CI's 74LS27 e 74LS30	77
Figura 4.6 - Circuito completo da interface do sistema de partida	77
Figura 4.7 - Conversor AC/DC	79
Figura 4.8 - Diagrama de bloco do conversor analógico/digital	80
Figura 4.9 - Conversor analógico/digital ADC0808	81
Figura 4.10 - Pinagem do oscilador controlado por tensão VCO 566	82
Figura 4.11 - Projeto do clock de 640 kHz utilizando o VCO 566	83
Figura 4.12 - Circuito completo do conversor analógico/digital de 8 bit's	83
Figura 4.13 - Diagrama de bloco do conversor digital/analógico	83
Figura 4.14 - Conversor digital/analógico DAC0800	84
Figura 4.15 - Circuito controlador de ângulo de disparos	85
Figura 4.16 - Circuito completo de controle de ângulos de disparos dos tiristores .	85
Figura 4.17 - Circuito controlador de tensão e corrente aplicada ao motor	86
Figura 4.18 - Optoacoplador da Motorola MOC 3020	88
Figura 4.19 - Circuito de disparo de triac utilizando um diac	88

CAPÍTULO V

Figura 5.1 - Montagem para ensaios da partida direta	91
Figura 5.2 – Diagrama de força da partida estrela-triângulo.....	92
Figura 5.3 – Diagrama de comando da partida estrela-triângulo	92
Figura 5.4 – Diagrama de força da chave de partida compensadora	93
Figura 5.5 – Diagrama de comando da chave de partida compensadora	93

Figura 5.6 – Montagem para ensaio da partida eletrônica.....	94
Figura 5.7 - Forma de onda da corrente de linha (Ila)	95
Figura 5.8 – Zoom da forma de onda da corrente de linha (Ila)	95
Figura 5.9 - Forma de onda da corrente de linha (Ila)	96
Figura 5.10 - Forma de onda da corrente de linha (Ila)	96
Figura 5.11 - Forma de onda da corrente de linha (Ila)	97
Figura 5.12 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (Ila)	97
Figura 5.13 - Forma de onda da corrente de linha (Ila)	98
Figura 5.14 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (Ila)	98
Figura 5.15 - Forma de onda da corrente de linha (Ila)	98
Figura 5.16 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (Ila)	99
Figura 5.17 - Forma de onda da corrente de linha (Ila)	100
Figura 5.18 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (Ila)	100
Figura 5.19 - Forma de onda da corrente de linha (Ila)	101
Figura 5.20 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (Ila)	101
Figura 5.21 - Forma de onda da corrente de linha (Ila)	102
Figura 5.22 - Forma de onda da corrente de linha (Ila)	103
Figura 5.23 - Forma de onda da corrente de linha (Ila)	103
Figura 5.24 - Forma de onda da corrente de linha (Ila)	104
Figura 5.25 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (Ila)	105
Figura 5.26 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (Ila)	105
Figura 5.27 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (Ila)	105
Figura 5.28 - Forma de onda da corrente de linha (Ila)	106
Figura 5.29 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (Ila)	107
Figura 5.30 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (Ila)	107
Figura 5.31 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (Ila)	107
Figura 5.32 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (Ila)	108
Figura 5.33 - Forma de onda da corrente de linha (Ila)	108
Figura 5.34 - Forma de onda da corrente de linha (Ila)	109
Figura 5.35 - Forma de onda da tensão de fase do motor.....	109
Figura 5.36 - Forma de onda da tensão de fase do motor.....	110
Figura 5.37 - Forma de onda da tensão de fase do motor.....	110
Figura 5.38 - Forma de onda da tensão de fase do motor.....	110
Figura 5.39 - Forma de onda da tensão de fase do motor.....	111

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO III

Tabela 3.1 - Parâmetros do motor a ser simulado	34
---	----

CAPÍTULO IV

Tabela 4.1 - Endereços de expansão de hardware dos PC's.....	70
Tabela 4.2 - Combinações para selecionar as portas da interface.....	75
Tabela 4.3 - Palavras de controle e funções das portas	76
Tabela 4.4 - Transformação do endereço 300 em hexadecimal para binário	78
Tabela 4.5 - Combinações de endereços para seleção do canal de entrada do ADC0808	81

SIMBOLOGIA

A/D	Analogico/digital;
A0 a A11	Barramento de endereços;
BCD	Dígito de código binário;
At	Coefficiente de atrito e ventilação;
C	Conjugado;
C_{Δ}	Conjugado em triângulo;
C/C_n	Relação entre conjugado do motor e conjugado nominal;
CLK	Pulso de clock;
$C_{m\acute{a}x}$	Conjugado máximo;
$C_{m\acute{i}n}$	Conjugado mínimo;
C_n	Conjugado nominal;
C_p	Conjugado de partida;
C_r	Conjugado resistente;
CS	Habilita CI - Chip select
C_y	Conjugado em estrela;
D/A	Digital/analógico;
D7 a D0	Barramento de dados;
DB9	Conector de nove pinos;
E_{bl}	Valor efetivo da tensão induzida no rotor com este bloqueado;
F, f_1	Frequência da rede;
FEM, fem	Força eletro-motriz;
F_r	Força magnetomotriz;
$F_{m\acute{a}x}$	Força magnetomotriz máxima;
F_a	Força magnetomotriz da fase A;
F_b	Força magnetomotriz da fase B;
F_c	Força magnetomotriz da fase C;

GND	Terra;
I_{Δ}	Corrente em triângulo;
I/O	Entrada/saída;
I_1	Corrente resultante de estator por fase;
I_2	Componente de carga da corrente estator por fase;
I_{bl}	Corrente de rotor bloqueado;
I_{fase}	Corrente de fase;
I_{la}	Corrente de linha da fase A;
I_{lb}	Corrente de linha da fase B;
I_{lc}	Corrente de linha da fase C;
I_m	Corrente de magnetização;
I_n	Corrente nominal;
I_p	Corrente de partida;
I_p/I_n	Relação entre corrente de partida e corrente nominal;
I_r	Corrente do rotor;
I_{ra}	Corrente do rotor da fase A;
I_{rb}	Corrente do rotor da fase B;
I_{rc}	Corrente do rotor da fase C;
I_{rd}	Corrente do rotor de eixo direto;
I_{rq}	Corrente do rotor de eixo em quadratura;
I_{sa}	Corrente de fase A;
I_{sb}	Corrente de fase B;
I_{sc}	Corrente de fase C;
I_{sd}	Corrente de estator de eixo direto;
I_{sq}	Corrente de estator de eixo em quadratura;
I_y	Corrente em estrela;
J	Momento de inércia;
K, K'	Constante de proporcionalidade;
L_m	Indutância de magnetização;
L_r	Indutância de dispersão do rotor;
L_s	Indutância de dispersão do estator;

LSB	Bit menos significativo;
M	Indutância mútua;
m_1	Números de fases do estator;
MSB	Bit mais significativo;
N	Velocidade rotórica;
N_s	Velocidade síncrona;
p	Número de pares de pólos;
P	Número de pólos;
PF	Fator de potência;
P_{mec}	Potência mecânica;
R	Resistência;
R/C	Pulso de início de conversão;
R_1	Resistência do estator por fase;
R_2	Resistência do rotor por fase, referida ao estator;
R_p	Resistência que representa as perdas no núcleo por fase;
RD	Leitura - Read;
s	Escorregamento;
SCR	Tiristor;
TRIAC'S	Tristores;
TC	Transformador de corrente;
TP	Transformador de potencial;
V	Valor RMS da tensão da fonte;
V_1	Tensão aplicada aos terminais do estator por fase;
V_a	Tensão da fase A;
V_b	Tensão da fase B;
V_c	Tensão da fase C;
VCC	Tensão contínua;
VCO	Oscilador controlado por tensão;
V_{fase}	Tensão de fase do motor;
V_{rd}	Tensão do rotor de eixo direto;
V_{rq}	Tensão do rotor de eixo em quadratura;

V_{sd}	Tensão de estator de eixo direto;
V_{sq}	Tensão de estator de eixo em quadratura;
WR	Escrita - Write;
X_1	Reatância de dispersão do estator por fase;
X_2	Reatância de dispersão do rotor por fase, referida ao estator;
X_{bl}	Reatância de dispersão do rotor bloqueado por fase, referida ao estator;
X_m	Reatância de magnetização por fase;
Z_1	Impedância de carga em frequência fundamental;
Z_m	Impedância do motor por fase;
Z_{bl}	Impedância do motor a rotor bloqueado por fase;
ω, ω_r	Velocidade angular do rotor;
Φ_1	Fluxo fundamental no entreferro;
ϕ_2	Ângulo do fator de potência do rotor;
ω_s	Velocidade angular síncrona;

RESUMO

Este trabalho apresenta uma análise teórico experimental do comportamento do motor de indução quando acionado por um conversor tiristorizado microprocessado, que utiliza a técnica de realimentação de corrente para controle dos ângulos de disparos. É feito um estudo comparativo entre os principais métodos de partida enfatizando a corrente máxima, vantagens e desvantagens que cada um oferece. Observa-se que os métodos tradicionais de partida como a estrela-triângulo e a chave compensadora apesar de reduzir a tensão inicial aplicada ao estator, a corrente apresenta picos tanto no início como na mudança de tensão, onde também ocorre a interrupção do fluxo de corrente neste intervalo de tempo. Entretanto, a partida eletrônica "*Soft- Starter*" apresentou resultados melhores onde a corrente de partida obedeceu uma rampa de crescimento até o limite determinado via programa de controle em seguida entrando em regime continuamente sem interrupções, minimizando bastante os efeitos prejudiciais que a partida dos motores de indução oferecem ao sistema supridor de energia.

Os estudos teóricos são realizados com base em programa de simulação especificamente desenvolvido para o trabalho. O conversor tiristorizado foi também completamente desenvolvido nos laboratórios, para a execução dos testes experimentais. Os programas e a placa de interface para permitir o controle do conversor através do microcomputador foram desenvolvidos e implementados. Os resultados obtidos experimentalmente se mostram bastante semelhantes àqueles simulados, o que confirma a validade dos estudos teóricos apresentados.

ABSTRACT

This work presents an analysis of induction motor behaviour under starting conditions. Comparison of conventional starting methods with a “soft starting” electronic approach is carried out both in theory and in the laboratory. A thyristor converter with microprocessor control, which allows for the control of the amplitude of the starting current is developed and assembled. The control software is also developed and used in the experiments.

Theoretical studies are carried out using a simulation program specifically developed for the work. The outcome is that the electronic starting method is better than the conventional ones, and that is shown in both theoretical and experimental tests.

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Motores elétricos tem um papel muito importante em setores industriais, comerciais, domésticos e públicos. São responsáveis pelo consumo de aproximadamente 80%[34] de toda energia destinada ao setor industrial. Apesar de, nas últimas décadas, os motores terem evoluído muito pouco no aspecto construtivo, uma enorme evolução ocorreu no que tange ao acionamento e controle, visando sempre atender a crescente demanda por flexibilidade e melhoria de desempenho.

No passado, motores de corrente contínua eram largamente utilizados, em particular para aplicações industriais, onde acionamentos com velocidade e/ou conjugado variáveis são exigidos. O grande progresso alcançado na tecnologia de semicondutores, empregados tanto na eletrônica de potência como na microeletrônica, tem propiciado com substanciais vantagens o uso de motores de corrente alternada nas aplicações que demandam estas características. Mais recentemente, com o advento de microprocessadores, microcontroladores e microcomputadores, tem sido possível implementar estratégias de controle com elevado grau de complexidade, antes impossíveis com os recursos oferecidos pelas técnicas convencionais.

Dentre a grande faixa de máquinas elétricas de corrente alternada disponíveis, é sem dúvida que o motor de indução em gaiola é a máquina mais importante. Em seu favor contam a confiança, robustez, custo de manutenção desprezível, disponibilidade de trabalho em qualquer ambiente e baixo custo inicial quando comparado com qualquer outra alternativa. Estas características elegem o motor de indução em gaiola como a escolha natural para aplicações que demandam velocidades aproximadamente constantes, e explicam porque ele tem sido no passado, e no presente, e continuará sendo por longo tempo, soberano na indústria [29],[26].

CAP. I - Introdução.

Na partida do motor de indução diversos problemas podem ocorrer como quedas de tensão e elevadas correntes resultando em consequências indesejáveis para a qualidade do sistema supridor de energia. A partida direta e as técnicas de acionamento convencionais utilizando tensões reduzidas, chaves estrela-triângulo, chave compensadoras, auto-transformadores, vem sendo empregadas por várias décadas. É sabido entretanto, que essas técnicas convencionais não limitam e nem controlam suavemente a corrente aplicada aos motores, o que resulta na operação não ideal da máquina acionada.

O presente trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de um sistema de partida suave, trifásico com controle microprocessado, para permitir uma partida sem danos à rede de fornecimento de energia, e a verificação do comportamento do motor de indução, quando alimentado com formas de onda não senoidais.

O método consiste em controlar a tensão aplicada ao motor, verificando sempre a corrente máxima de partida pré-determinada, de forma a reduzir os efeitos negativos da partida a plena tensão sobre a rede de suprimento. O controle da tensão é obtido variando-se os ângulos de disparos de tiristores em série com cada fase do estator. O comportamento do motor é verificado também através de simulação digital, que retrata as condições de operação ideais da máquina.

Esse sistema já se encontra disponível no mercado, entretanto, a exemplo de outros controladores estáticos para máquinas elétricas, o controle tecnológico de tais sistemas é propriedade de grandes empresas, normalmente multinacionais, de forma que o domínio da tecnologia é por razões óbvias, intencionalmente restrito. E entende-se que com a popularização das aplicações da eletrônica de potência, tal sistema deva ser de um conhecimento mais amplo, ou seja, fabricado comercializado e ter suas manutenções efetuadas por várias empresas especializadas no ramo.

Quando varia-se a tensão aplicada ao motor, mantendo-se a frequência constante, o conjugado desenvolvido por ampéres de corrente do estator é reduzido com o decréscimo da tensão do estator (isto é, o fluxo no entreferro é reduzido), pois o conjugado motor é proporcional ao quadrado da tensão aplicada ao estator.

Para a apresentação dos resultados obtidos na pesquisa, a dissertação é estruturada da seguinte forma:

CAP. I - Introdução.

No capítulo dois é dada ênfase à operação do motor de indução. Uma breve descrição do motor de indução alimentado com forma de onda senoidal é apresentada. Bem como também uma análise e estudo comparativo entre os principais métodos de partida de motores de indução.

As equações da máquina, através da modelagem dq , são apresentadas no capítulo três. A estratégia de simulação da máquina e os resultados destas simulações são também apresentados de forma a estabelecer uma comparação com os resultados obtidos em laboratório.

No capítulo quatro, uma descrição a respeito do sistema de partida, e os passos adotados para a sua construção são apresentados. Um estudo detalhado de cada bloco de sistema de controle e do sistema de potência é também apresentado. Bem como o circuito de interface do micro com o conversor estão descritos neste capítulo.

O capítulo cinco apresenta todo o processo para a aquisição dos dados de resultados experimentais. São apresentadas as formas de ondas das correntes de linha em partida direta e controlada, para alimentação em diversas condições de carga.

O capítulo seis é a conclusão final desta dissertação e as sugestões para trabalhos futuros relacionados ao método de partida suave com controle de corrente.

CAPÍTULO II

OPERAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO – CARACTERÍSTICAS DE PARTIDA.

2.1 - INTRODUÇÃO.

Neste capítulo, faz-se um estudo da máquina de indução observando suas características durante a partida. Analisa-se também os métodos mais comuns de partida como a estrela-triângulo e a chave compensadora. Em seguida apresenta-se a partida eletrônica (soft-starter), realizando um estudo comparativo das vantagens e desvantagens entre os principais métodos de partida.

Na partida com conversor estático, é possível desenvolver um sistema eletrônico com realimentação de corrente, onde o motor de indução é alimentado com tensões controladas, o que possibilita limitar a intensidade de corrente durante a partida.

Inicialmente, uma breve teoria da operação do motor de indução polifásico é revisada.

2.2 - MOTOR ASSÍNCRONO

Os motores assíncronos ou de indução, por serem robustos e mais baratos, são os motores mais empregados na indústria. O motor de indução em gaiola de esquilo é o mais simples no aspecto construtivo. Não tem comutador, nem anéis coletores, nem quaisquer contatos móveis entre o rotor e o estator. Este tipo de construção leva a muitas vantagens, inclusive a uma operação praticamente isenta de manutenção, indicando-se sua aplicação em localizações remotas, e sua operação em situações severas de trabalho onde as condições ambientais são desfavoráveis. Por esta razão, é correntemente o motor de corrente alternada polifásico mais largamente utilizado.

2.2.1 - CONSTRUÇÃO

Nos motores de indução polifásicos, o estator é formado por chapas de aço silício de grãos não orientados de alta qualidade. A superfície interna tem ranhuras para acomodar o enrolamento polifásico senoidalmente distribuído ao longo de sua periferia. Na figura 2.1(a), um enrolamento trifásico é representado por três bobinas, cujos eixos magnéticos estão defasados de 120° mecânico. A bobina aa' representa todas as bobinas associadas à fase A para um par de pólos. De modo similar a bobina bb' representa as bobinas da fase B e a bobina cc' representa as bobinas da fase C. Quando uma das extremidades de cada fase são ligadas entre si, como indicado na figura 2.1 (b) o enrolamento do estator trifásico é dito como conectado em estrela, similarmente, quando ligado como indicado na figura 2.1 (c) é dito como conectado em triângulo.

CAP.II - Operação do motor de indução - Características de partida.

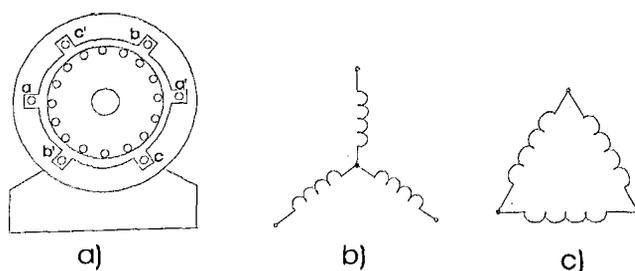


Figura 2.1 - Motor de indução trifásico: a) Estator com o enrolamento trifásico e o rotor em gaiola; b) Representação dos enrolamentos conectados em estrela; c) Representação dos enrolamentos conectados em triângulo.

O rotor também é formado de chapas de material ferromagnético com ranhuras, mas o enrolamento do rotor pode ser do tipo gaiola ou do tipo rotor bobinado. O último é de forma similar ao enrolamento do estator. Os terminais dos enrolamentos se tornam acessíveis por meio de três anéis coletores, permitindo a conexão do rotor com outros elementos ou equipamentos de controle externos. O enrolamento de gaiola consiste simplesmente num determinado número de barras de alumínio imersas nas ranhuras do rotor e curto-circuitadas, nas duas extremidades. O tipo com rotor em gaiola é de construção mais simples e mais econômica que o tipo rotor bobinado e também é mais robusto, uma vez que seus enrolamentos são constituídos de barras de alumínio isenta de isolamento.

2.2.2 - CAMPO MAGNÉTICO GIRANTE

Um campo magnético girante e de amplitude constante, girando à velocidade síncrona pode ser produzido por qualquer grupo polifásico de enrolamentos senoidalmente distribuídos e deslocados simetricamente no espaço da armadura, se as correntes senoidais que circulam através dos enrolamentos também são balanceadas e simetricamente defasadas no tempo. Todas as máquinas de indução trifásicas, portanto, a fim de produzirem um campo magnético de amplitude constante e que gire à velocidade síncrona, necessitam de três enrolamentos individuais e idênticos, deslocados no estator de 120° mecânicos e pelos quais circulem correntes balanceadas defasadas também de 120° no tempo. As correntes senoidais e o campo magnético girante estão representados na figuras 2.2 e 2.3.

CAP.II - Operação do motor de indução - Características de partida.

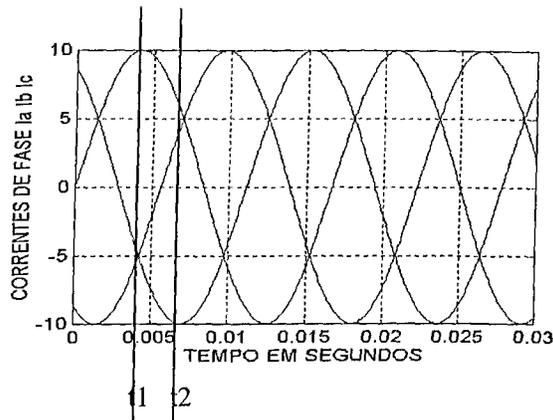


Figura 2.2 - Correntes trifásicas alternadas equilibradas.

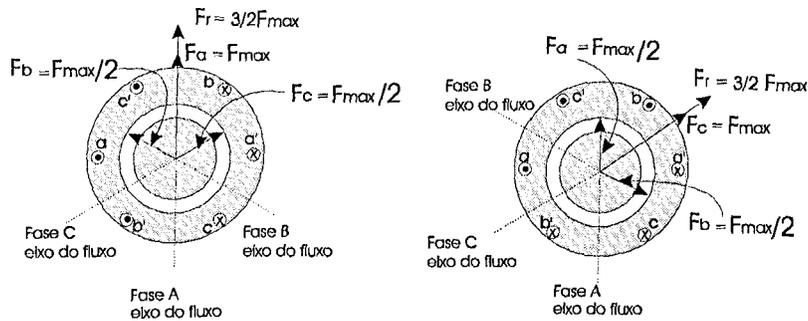


Figura 2.3 - Representação do campo magnético girante nos instantes t_1 e t_2 .

O exame da representação no espaço correspondente ao tempo t_1 e sua correspondente análise gráfica para determinação da força magnetomotriz, como ilustrado na figura 2.3, evidencia que esta força magnetomotriz resultante está direcionada para cima e tem um módulo $3/2$ vezes a força magnetomotriz máxima por pólo de qualquer fase. A mesma análise é feita para o instante t_2 para evidenciar que a aplicação de correntes trifásicas em enrolamentos trifásicos equilibrados dá origem a um campo magnético girante de amplitude constante e de velocidade constante. A velocidade é uma relação fixa, que é dependente da frequência das correntes e do número de pólos para o qual o enrolamento trifásico é projetado. Para uma máquina de P pólos a velocidade síncrona é dada por:

$$N_s = \frac{120f}{P} \tag{2.1}$$

onde:

N_s = Velocidade síncrona em rpm.

f = frequência da rede em Hz.

P = número de pólos da máquina.

CAP.II - Operação do motor de indução - Características de partida.

2.2.3 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O funcionamento de uma máquina assíncrona baseia-se no princípio da interação eletromagnética do campo girante estático e das correntes induzidas no enrolamento rotórico quando os condutores deste último são cortados pelo campo girante ou, de outra forma, pela interação entre os dois campos, estático e rotórico.

Para exemplificar, o princípio de operação do motor de indução pode ser ilustrado simplesmente usando o dispositivo da figura 2.4. Um ímã permanente é suspenso por um fio sobre um disco de alumínio ou cobre pivotado num mancal de apoio sobre uma placa fixa de ferro. O campo do ímã permanente completa-se assim através da placa de ferro. Conforme o ímã gira no fio, o disco abaixo dele girará com ele, independente do sentido de rotação do ímã. O disco segue o movimento do ímã por causa das correntes parasitas induzidas que aparecem devido ao movimento relativo do disco em relação ao campo magnético.

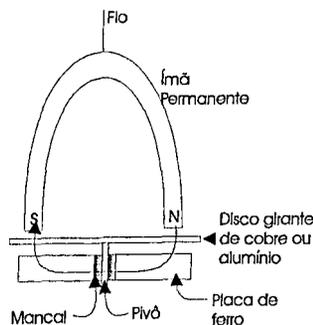


Figura 2.4 - Princípio do motor de indução.

Enquanto o ímã continuar seu movimento, portanto, continuará a produzir correntes parasitas e pólos de polaridades opostas no disco sobre ele. O disco, assim, gira no mesmo sentido que o ímã, mas deve girar a uma velocidade menor. Se o disco fosse acionado à mesma velocidade do ímã, não haveria movimento relativo entre o condutor e o campo magnético, e não se produziriam correntes parasitas no disco. Por isso, as máquinas que funcionam sob o princípio de indução são classificadas como assíncronas.

O campo girante produzido pelo enrolamento do estator corta os condutores do rotor, desta forma induzindo tensões. Visto que as barras do rotor estão curto-circuitadas nas suas extremidades, as tensões induzidas fazem com que as correntes circulem, as quais, por sua vez, reagem com o campo para produzir um conjugado eletromagnético, e desta forma, resulta a ação motora.

CAP.II - Operação do motor de indução - Características de partida.

Na operação como motor, a velocidade do rotor nunca pode ser igual à velocidade do campo girante. Se o fosse, a corrente induzida seria zero e não se produziriam fluxo magnético de rotor nem conjugado. Assim ele deve “escorregar” em velocidade a fim de produzir conjugado. Isso resulta numa diferença de velocidades produzidas entre a velocidade síncrona do campo magnético girante, basicamente uma função da frequência para qualquer máquina de indução dada; e a velocidade de “escorregamento” na qual gira o rotor como resultado do conjugado produzido por interação entre o seu campo e o campo magnético girante. Esta diferença relativa entre as velocidades é conhecida como escorregamento e é representada por:

$$s = \frac{N_s - N}{N_s} \quad , \text{ onde:} \quad (2.2)$$

N_s = Velocidade síncrona (rpm)

N = Velocidade do rotor (rpm)

s = Escorregamento

Se o motor gira a uma velocidade diferente da velocidade síncrona (rotação do campo girante), os condutores do rotor cortam as linhas de força magnéticas do campo girante e, terão tensões induzidas resultando na circulação de correntes induzidas. Quanto maior a carga, maior terá que ser o conjugado necessário para acioná-la. Para obter um maior conjugado, proporcionalmente terá que ser maior a diferença de velocidades entre o rotor e o campo girante no entreferro.

A vazão o escorregamento é muito pequeno, assim como no rotor, sua reatância e sua f.e.m. induzida são todas muito pequenas. Assim a corrente no rotor é reduzida, apenas o suficiente para produzir o conjugado necessário a vazão. O fator de potência é muito baixo e em atraso, tipicamente menor que 0.3, pois a corrente que circula pelo estator é utilizada apenas para a magnetização da máquina.

Entretanto, quando uma carga mecânica é aplicada ao rotor, isto leva a um aumento no escorregamento, aumentando a frequência da corrente rotórica, a reatância e a sua força eletromotriz induzida. O aumento da corrente induzida no rotor reflete-se num aumento da corrente primária do estator (componente esta que produz potência). Uma corrente maior será requerida no estator, com um melhor fator de potência, tendendo a produzir mais potência mecânica e solicitar mais potência na linha em qualquer carga.

2.3 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO.

O circuito equivalente do motor de indução trifásico é importante para conduzir à análise da operação e características de funcionamento da máquina. Na figura 2.5 apresenta-se o circuito equivalente por fase de um motor de indução polifásico equilibrado com enrolamentos senoidalmente distribuídos, com parâmetros dados na frequência nominal de operação referidos ao estator. Nesta figura está indicada a parte do circuito equivalente que tem relação com o enrolamento do estator e do rotor. Observe que o rotor é representado pela reatância de dispersão dos condutores do rotor X_2 , e na resistência dos condutores de fase do rotor dividida pela frequência de escorregamento, R_2/s . Já a representação do estator consiste da resistência do enrolamento de fase do estator, R_1 , numa reatância de dispersão do enrolamento de fase do estator, X_1 e numa impedância de magnetização, constituída do resistor de perdas no núcleo, R_p e da reatância de magnetização, X_m . A corrente de magnetização total, I_m , e a reatância de dispersão do estator são grandes porque o circuito magnético possui entreferro, e também em função dos enrolamentos do estator e do rotor serem distribuídos ao longo da periferia do entreferro e não concentrados em um núcleo[30]. É importante salientar que, a corrente de magnetização, que produz o campo magnético e a corrente que produz potência, circulam através do estator. Por esta razão, é interessante manter a corrente de magnetização tão pequena quanto possível, de forma que a componente de potência possa ser correspondentemente maior, para um dado valor nominal. Como consequência disto, o entreferro nos motores de indução é construído tão pequeno quanto o espaçamento mecânico o permita.

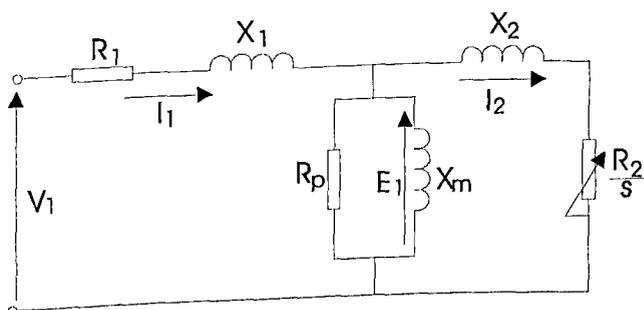


Figura 2.5 - Circuito equivalente do motor de indução por fase.

CAP.II - Operação do motor de indução - Características de partida.

onde: R_1 = Resistência do estator por fase,

X_1 = Reatância de dispersão do estator por fase,

X_2 = Reatância de dispersão com rotor bloqueado, por fase, referida ao estator.

R_2 = Resistência do rotor por fase, referida ao estator.

R_p = Resistência que representa as perdas no núcleo por fase,

X_m = Reatância de magnetização por fase,

V_l = Tensão aplicada aos terminais do estator por fase,

I_l = Corrente resultante de estator por fase,

I_2 = Corrente do rotor referida ao estator por fase.

2.4 - CONJUGADOS

O motor de indução tem conjugado igual a zero à velocidade síncrona. À medida que a carga vai aumentando, a rotação do motor vai caindo gradativamente, até um ponto em que o conjugado atinge o valor máximo que o motor é capaz de desenvolver em rotação normal. Se o conjugado da carga aumentar mais, a rotação do motor cai bruscamente, podendo chegar a travar o rotor. Representando num gráfico a variação do conjugado com a velocidade para um motor normal, vamos obter uma curva com aspecto representado pela figura 2.6.

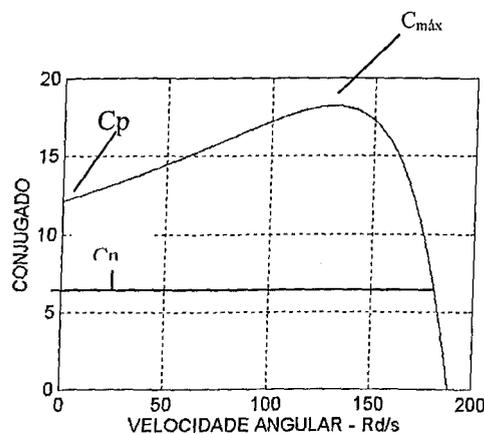


Figura 2.6 - Curva conjugado x rotação.

O Conjugado nominal é desenvolvido pelo motor à potência nominal, sob tensão e frequência nominais.

CAP.II - Operação do motor de indução - Características de partida.

O conjugado de partida (C_p) ou conjugado com rotor bloqueado é o conjugado desenvolvido pelo motor com o rotor bloqueado, para todas as posições angulares do rotor, sob tensão e frequência nominais. Esta definição leva em conta o fato de que o conjugado com o rotor bloqueado pode variar um pouco conforme a posição em que se trava o motor. Este conjugado é expresso em Nm e, também, em percentagem do conjugado nominal.

$$C_p (\%) = C_p / C_n \cdot 100, \quad (2.3)$$

Este conjugado de rotor bloqueado deve ser o mais alto possível, para que o motor possa vencer a inércia inicial da carga e possa acelerá-la rapidamente, principalmente quando a partida é com tensão reduzida.

O conjugado máximo é o maior conjugado desenvolvido pelo motor, sob tensão e frequência nominais, sem queda brusca de velocidade. Na prática, o conjugado máximo deve ser o mais alto possível, por duas razões principais:

- O motor deve ser capaz de vencer, sem grandes dificuldades, eventuais picos de carga como pode acontecer em certas aplicações, como em britadores, calandras, misturadores e outras.
- O motor não deve perder bruscamente a velocidade, quando ocorrem quedas de tensão, momentaneamente, excessivas.

2.4.1 - EQUAÇÃO DO CONJUGADO

Para um dado escorregamento s , a potência transferida do estator para o rotor, de acordo com o circuito equivalente, é $I_2^2 R_2 / s$ watts por fase. Sabendo-se que as perdas no cobre do rotor são dadas por $I_2^2 R_2$ watts por fase, a potência restante desenvolvida na resistência R_2/s do circuito equivalente representa de fato a potência mecânica, P_{mec} , interna desenvolvida pela máquina polifásica. A P_{mec} é dada por,

$$P_{mec} = m_1 \left[\left(I_2^2 R_2 / s \right) - \left(I_2^2 R_2 \right) \right] = m_1 I_2^2 R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) \quad (2.4)$$

onde: m_1 é o número de fases do estator.

Se ω_r é a velocidade mecânica angular do rotor e C é o conjugado eletromagnético, a potência mecânica desenvolvida é dada por,

CAP.II - Operação do motor de indução - Características de partida.

$$P_{mec} = C \omega_r = m_1 I_2^2 R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) \quad (2.5)$$

e portanto o conjugado é:

$$C = \frac{m_1 I_2^2 R_2}{\omega_r} \left(\frac{1-s}{s} \right) \quad (2.6)$$

Este é o conjugado interno do motor, que é maior que o conjugado útil no eixo pela quantidade necessária para superar o conjugado de atrito e ventilação.

Desde que a velocidade angular síncrona em radianos mecânicos por segundo é dada por $\omega_s = \omega_r / (1-s) = 2\pi f_1 / p$, onde p é o número de pares de polos, a equação do conjugado pode ser reescrita como: [30]

$$C = \frac{m_1 I_2^2 R_2}{s \omega_s}, \quad \text{ou} \quad (2.7)$$

$$C = \frac{p m_1}{2\pi f_1} (I_2)^2 \frac{R_2}{s} \quad (2.8)$$

2.4.2 - CARACTERÍSTICA DE PARTIDA

É agora possível deduzir uma equação para o conjugado desenvolvido quando o motor está parado, ou seja, sob as condições de rotor bloqueado (que é o conjugado de partida) para o motor de indução. Seja R_2 a resistência efetiva do rotor (para a posição bloqueada) de todos os condutores do rotor, e seja X_{bl} a reatância a rotor bloqueado de todos os condutores do rotor; então a impedância para rotor bloqueado, Z_{bl} , é [30]

$$Z_{bl} = R_2 + jX_{bl} = \sqrt{R_2^2 + X_{bl}^2} \quad \text{e} \quad \cos \phi_2 = \frac{R_2}{Z_{bl}} \quad (2.9)$$

A corrente no rotor bloqueado é

$$I_{bl} = \frac{E_{bl}}{Z_{bl}} = \frac{E_{bl}}{R_2 + jX_{bl}} = \frac{E_{bl}}{\sqrt{R_2^2 + X_{bl}^2}} \quad (2.10)$$

onde E_{bl} é o valor efetivo da tensão induzida no rotor com este bloqueado, sendo os demais termos já definidos acima.

CAP.II - Operação do motor de indução - Características de partida.

Substituindo-se I_{bl} da Eq.(2.10) na equação do conjugado eletromagnético e também o valor de $\cos\phi_2$ da Eq.(2.9), o conjugado de partida total desenvolvido por um motor de indução com o rotor parado é

$$C_p = K\Phi_1 I_2 \cos\phi_2 = \frac{K\Phi_1 E_{bl}}{\sqrt{R_2^2 + X_{bl}^2}} \times \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + X_{bl}^2}} = \frac{K\Phi_1 E_{bl} R_2}{R_2^2 + X_{bl}^2} \quad (2.11)$$

Nota-se que, como o rotor está bloqueado, e as tensões são induzidas nele por ação-transformador, E_{bl} é proporcional a Φ_1 que, por sua vez, é proporcional à tensão de linha do barramento ou à tensão de fase no enrolamento do estator V_1 . Desde que Φ_1 é proporcional a V_1 , e desde que E_{bl} é proporcional a V_1 , a Eq.(2.11) pode ser ainda mais simplificada para

$$C_p = \frac{KV_1^2 R_2}{R_2^2 + X_{bl}^2} \quad (2.12)$$

Mas para um dado motor de indução tipo gaiola, desde que a resistência efetiva do rotor R_2 e a reatância a rotor bloqueado X_{bl} são constantes, elas podem ser incorporadas numa nova constante K' e a Eq.(2.12) é finalmente simplificada para o conjugado de partida (motor parado) na expressão

$$C_p = K' V_1^2 \quad (2.13)$$

A Eq.(2.13) estabelece que, para qualquer motor de indução tipo gaiola o conjugado de partida é apenas função da tensão aplicada ao enrolamento do estator[30]. Ao reduzir-se a tensão nominal aplicada por fase, à metade, durante a partida, então, produzir-se-á um conjugado de partida que será um quarto do que seria produzido a plena tensão. Ao reduzir-se a tensão primária, também se reduzirá a corrente secundária e a primária. A função básica dos métodos de partida, à tensão reduzida, de motores de indução polifásicos é reduzir a corrente de partida.

2.4.3 - CONJUGADO MÁXIMO

O conjugado de partida com o rotor bloqueado C_p do motor de indução tipo gaiola pode ser tão alto ou mesmo mais alto que o seu conjugado de plena carga. Devemos também determinar o conjugado máximo em função do conjugado de plena carga.

CAP.II - Operação do motor de indução - Características de partida.

Uma vez que o motor de indução de tipo gaiola desenvolve conjugado de partida e gira, a frequência do rotor, a reatância do rotor, e a tensão induzida neste são representadas por sF , sX_{bl} , e E_{bl} , respectivamente. À medida que a frequência do rotor e a sua reatância decrescem, a força eletromotriz induzida do rotor também decresce à proporção que a velocidade do motor aumenta. Uma diminuição na reatância do rotor aumenta o fator de potência, mas, ao mesmo tempo, a diminuição da tensão do rotor tende a reduzir a corrente do rotor. Portanto, deve haver um valor particular de escorregamento onde o aumento do $\cos\phi_2$ e a diminuição da corrente do rotor I_2 produzam um valor máximo de conjugado. Para qualquer escorregamento dado, a corrente do rotor é.

$$I_2 = \frac{sE_{bl}}{\sqrt{R_2^2 + (sX_{bl})^2}} \quad (2.14)$$

e desde que

$$\cos\phi_2 = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + (sX_{bl})^2}} \quad (2.15)$$

a qualquer valor de escorregamento, o conjugado de funcionamento, pode ser convertido, usando a mesma técnica de substituição que na Eq.(2.11), em

$$C = \frac{K\Phi_1 sE_{bl} R_2}{R_2^2 + (sX_{bl})^2}, \text{ para qualquer escorregamento} \quad (2.16)$$

Mas, desde que a tensão a rotor bloqueado E_{bl} é diretamente proporcional a Φ_1 , o conjugado pode ser expresso por

$$C = \frac{K\Phi_1^2 sR_2}{R_2^2 + (sX_{bl})^2}, \text{ para qualquer escorregamento} \quad (2.17)$$

O conjugado máximo é obtido através do seu escorregamento correspondente $s_{Cmax} = R_2/X_{bl}$. (2.18)

Mas como notado anteriormente, Φ_1^2 é proporcional a V_1^2 ; e, assim, a expressão para o conjugado máximo pode ser desenvolvida para qualquer motor de indução, substituindo a Eq.(2.18) na Eq.(2.17), é

$$C_{max} = \frac{KV_1^2}{2(s_{Cmax} \times X_{bl})} \quad (2.19)$$

2.5 - PARTIDA DO MOTOR DE INDUÇÃO

Na maioria das utilizações, residenciais ou industriais, pequenos motores de indução do tipo gaiola, de pequena potência, podem arrancar por ligação direta à linha, sem que se verifiquem quedas bruscas na tensão de suprimento e sem que se verifique um grande aumento do período de aceleração até a velocidade nominal.

Quando os motores possuem potência mais elevada, e a fonte de suprimento tem capacidade limitada em comparação à corrente drenada pela partida do motor de indução, entretanto, é possível que, devido a grande queda de tensão na linha, o motor possa não desenvolver um conjugado suficiente para acelerar a carga e, como resultado, solicita correntes excessivas da rede por um período mais longo. Os equipamentos de proteção do motor e da linha podem, depois de um pequeno intervalo, desligá-lo, tornando necessário que este último parta mais uma vez, de novo ocorrendo todos os distúrbios na linha. Às frequentes flutuações de tensão podem também afetar equipamentos eletrônicos e de iluminação a um grau tal que sejam necessários alguns métodos especiais de partida do motor de indução para limitar a corrente de partida.

Embora haja algumas excessões entre as várias classificações dos motores de indução de tipo gaiola, usualmente estes requerem aproximadamente de seis a oito vezes a sua corrente nominal quando partem com a tensão nominal. No instante da partida, a corrente do rotor e, portanto a corrente do estator, é determinada pela impedância do rotor bloqueado $R_2 + jX_{bl}$. Assim, se a tensão do estator fosse reduzida à metade do seu valor, a corrente de partida seria reduzida também na mesma proporção, isto é, aproximadamente a três vezes a corrente nominal. Mas a Eq.(2.13) indica, que se a tensão de linha do estator for reduzida à metade do seu valor, o conjugado é reduzido a um quarto do seu valor original. Com isso, a redução desejável na corrente de partida do motor ocasiona uma redução maior ainda e indesejável no conjugado de partida. Se o motor parte sob condições severas de carga, isto vai ter algumas consequências e é provável que o motor apresente alguma dificuldade na partida ou mesmo não chegue a partir. Por outro lado, se o motor arranca sem carga, como no caso de algumas máquinas-ferramentas ou cargas do tipo ventiladores, a redução do conjugado pode não causar sérios problemas e a redução da corrente é vantajosa.

2.6 - PARTIDA DIRETA

Sempre que possível, a partida de um motor trifásico de gaiola, deverá ser direta. Porém, deve-se observar que para um determinado motor, as curvas de conjugado e correntes são fixas, independente da dificuldade de partida, para uma tensão constante. Nos casos em que a corrente de partida do motor é elevada podem ocorrer as seguintes consequências prejudiciais:

- 1- Elevada queda de tensão no sistema de alimentação da rede. Em função disto, provoca a interferência em equipamentos instalados no sistema;
- 2 - O sistema de proteção (cabos, contatores, etc) deverá ser superdimensionado, ocasionando um custo elevado;
- 3 - A imposição das concessionárias de energia elétrica que limitam a queda de tensão na rede.

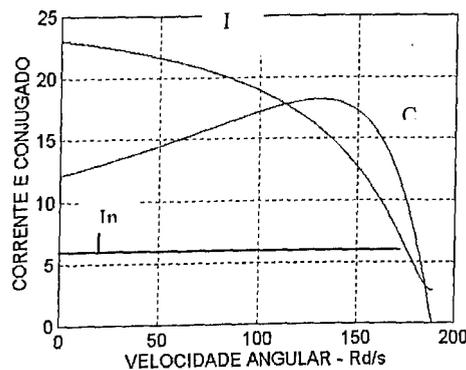


Figura 2.7 - Curva característica de conjugado e corrente para motor com partida direta.

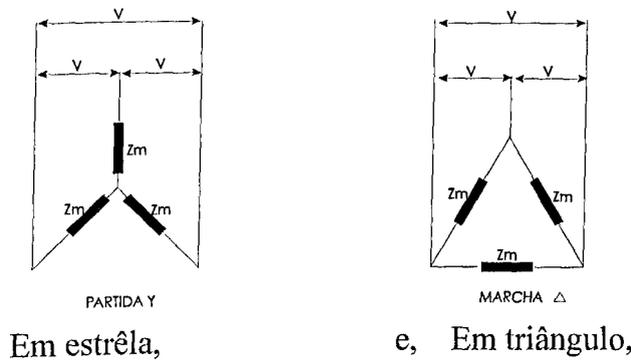
2.7 - MÉTODOS DE LIMITAÇÃO DA CORRENTE DE PARTIDA EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

Caso a partida direta não seja possível, devido aos problemas citados acima, pode-se usar sistemas alternativos de partida indireta para reduzir a corrente de partida, os mais comuns serão apresentados na sequência:

- Chave estrela-triângulo
- Chave compensadora
- Partida eletrônica (Soft-starter)

2.7.1 - PARTIDA COM CHAVE ESTRELA-TRIÂNGULO

Alguns fabricantes fornecem motores de indução com início e fim de cada enrolamento de fase marcados, a fim de que seja feita a ligação externa. No caso de motores de indução trifásicos, estes podem ser ligados à linha quer em delta, quer em estrela. Quando ligados em estrela, a tensão de fase impressa no enrolamento é $\frac{1}{\sqrt{3}}$ ou 57,8% da tensão de linha, e sua corrente reduz a 1/3 da corrente a plena tensão, veja figura 2.8.



$$V_{fase} = \frac{V}{\sqrt{3}}, I_y = \frac{V}{\sqrt{3} \cdot Z_m} \quad // \quad I_{\Delta} = \sqrt{3} \cdot I_{fase} \therefore I_{fase} = \frac{V}{Z_m} \Rightarrow I_{\Delta} = \frac{\sqrt{3} \cdot V}{Z_m}$$

então,

$$\frac{I_y}{I_{\Delta}} = \frac{\frac{V}{\sqrt{3} \cdot Z_m}}{\frac{\sqrt{3} \cdot V}{Z_m}} = \frac{V}{\sqrt{3} \cdot Z_m} \cdot \frac{Z_m}{\sqrt{3} \cdot V} \therefore \Rightarrow I_y = \frac{1}{3} I_{\Delta}$$

Figura 2.8 - Esquema de ligação da partida estrela-triângulo.

Assim, por meio de chaves, como mostra a figura 2.9, é possível partir um motor de indução em estrela com pouco mais da metade da sua tensão nominal aplicada a cada enrolamento e fazê-lo funcionar em delta com toda a tensão da linha aplicada por enrolamento. Como o conjugado varia com o quadrado da tensão aplicada por fase, a redução de tensão quando da ligação em estrela produzirá aproximadamente um terço do conjugado normal de partida à plena tensão.

CAP.II - Operação do motor de indução - Características de partida.

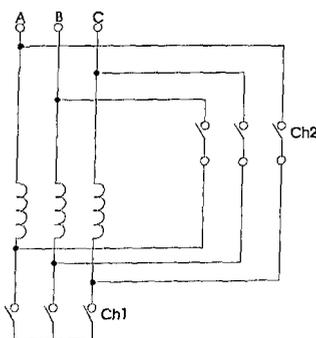


Figura 2.9 - Esquema da partida estrela-triângulo.

O chaveamento da posição estrela para a posição delta deve ser feito tão rapidamente quanto possível e depois que o motor alcança 85% da velocidade para eliminar grandes correntes transitórias devido à interrupção momentânea da fonte de suprimento.

A partida estrela-triângulo poderá ser usada quando a curva de conjugados do motor é suficientemente elevada para garantir a aceleração da máquina com a corrente reduzida. Antes de decidir por este tipo de partida, será necessário verificar se o conjugado de partida será suficiente para operar a máquina. O conjugado resistente da carga não deverá ultrapassar o conjugado de partida do motor, nem a corrente no instante da mudança para triângulo poderá ser de valor inaceitável. Existem casos em que o conjugado resistente ou de carga é igual ou maior que o conjugado de partida em estrela, portanto, nestas condições este sistema de partida não pode ser usado.

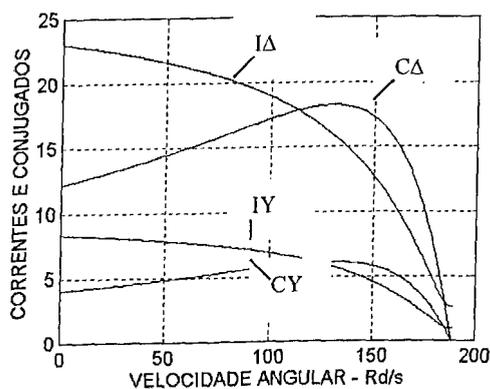


Figura 2.10 - Corrente e conjugado para partida estrela-triângulo de um motor de gaiola acionando uma carga com conjugado resistente C_r .

I_{Δ} - Corrente em triângulo

I_Y - Corrente em estrela

CAP.II - Operação do motor de indução - Características de partida.

CY - Conjugado em estrela

CΔ - Conjugado em triângulo

Na figura 2.10 estão representadas as curvas de correntes e conjugados deste método de partida. Observa-se que a corrente em estrela é cerca de 3 vezes menor que a corrente em triângulo, e o conjugado em estrela é aproximadamente 3 vezes menor que o conjugado em triângulo. Na ligação em estrela o motor acelera a carga aproximadamente até 85% da rotação nominal. Neste instante, a chave deverá ser ligada em triângulo. Observa-se neste ponto um aumento instantâneo na corrente, o que não é nenhuma vantagem, para o sistema de partida.

2.7.2 - PARTIDA COM CHAVE COMPENSADORA

Motores de indução do tipo gaiola trifásicos podem partir com tensão reduzida usando um único autotransformador trifásico, como mostra a figura 2.11.

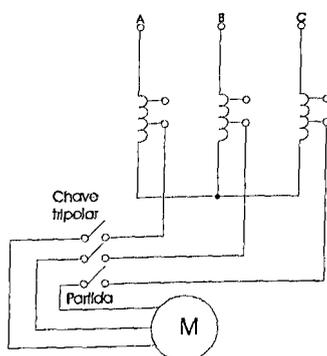


Figura 2.11 - Esquema da chave compensadora

A chave compensadora (autotransformador) pode ser usada para a partida de motores sob carga. Ela reduz a corrente de partida, evitando uma sobre carga no circuito, deixando, porém, o motor com o conjugado suficiente para a partida e aceleração. A tensão na chave compensadora é reduzida através de autotransformador que possui normalmente taps de 50, 65 e 80% da tensão nominal. Se o motor não consegue acelerar a carga na mais baixa tensão, os taps de tensão mais alta devem ser tentados até que se obtenha o conjugado de partida adequado.

CAP.II - Operação do motor de indução - Características de partida.

A figura 2.12 representa uma situação em que um motor de indução trifásico é submetido a uma partida com tensão reduzida por chave compensadora com dois taps de mudança da tensão. Observe que o motor parte com uma determinada tensão em seus terminais do estator, circulando assim um determinado valor de corrente I_1 produzindo um conjugado C_1 . No instante t_1 atua-se o primeiro tap aumentando assim a tensão aplicada ao motor e conseqüentemente o valor da corrente circulante em seus enrolamentos eleva-se para o valor da corrente I_2 provocando um aumento do conjugado para C_2 . Neste momento, atua-se o segundo tap ocorrendo novo aumento da tensão no estator, causando repetidamente outro aumento da corrente para o valor de I_3 e o conjugado para C_3 , onde em seguida o motor atinge sua rotação nominal em regime permanente.

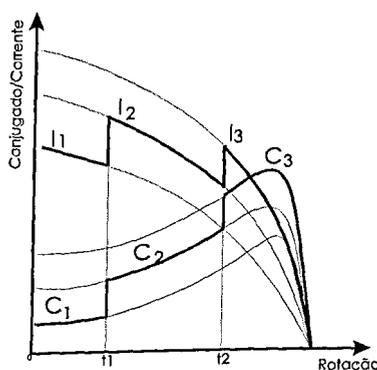


Figura 2.12 - Curva característica de conjugado e corrente para motor com partida compensada.

2.7.3 - COMPARAÇÃO ENTRE CHAVES ESTRELA-TRIÂNGULOS E COMPENSADORAS "AUTOMÁTICAS"

1 - Estrela-triângulo (automática)

Vantagens:

- A chave estrela-triângulo é muito utilizada por seu custo reduzido.
- Não tem limite quanto ao seu número de manobras.
- Os componentes ocupam pouco espaço.
- A corrente de partida fica reduzida aproximadamente de 1/3

CAP.II - Operação do motor de indução - Características de partida.

Desvantagens:

- a) A chave só pode ser aplicada a motores com seis bornes ou terminais acessíveis.
- b) A tensão da rede deve coincidir com a tensão em triângulo do motor.
- c) Com a corrente de partida reduzida para aproximadamente $1/3$ da corrente nominal, reduz-se também o momento de partida para $1/3$.
- d) Caso o motor não atinja pelo menos 85% de sua velocidade nominal, o pico de corrente na comutação de estrela para triângulo será quase como se fosse uma partida direta, o que se torna prejudicial aos contatos dos contatores e não traz nenhuma vantagem para a rede elétrica.

2 - Chave compensadora (automática)

Vantagens:

- a) No tap de 65% a corrente de linha é aproximadamente igual a da chave estrela-triângulo, entretanto, na passagem da tensão reduzida para a tensão da rede, o segundo pico é mais reduzido, visto que o auto-trafo por curto tempo se torna uma reatância.
- b) É possível a variação do tap de 65 para 80% ou até para 90% da tensão da rede, afim de que o motor possa partir satisfatoriamente.
- c) Pode ser aplicado a motores com qualquer tipo de ligação.

Desvantagens:

- a) A grande desvantagem é a limitação de sua frequência de manobras. Na chave compensadora automática é sempre necessário saber a sua frequência de manobra para determinar o auto-transformador de acordo.
- b) A chave compensadora é bem mais cara do que a chave estrela-triângulo, devido ao auto-transformador.
- c) Devido ao tamanho do auto-transformador, a construção se torna volumosa, necessitando quadros maiores, o que torna seu preço elevado.

2.7.4 - PARTIDA ELETRÔNICA (SOFT-STARTER)

O avanço da eletrônica de potência permitiu a criação de uma chave de partida a estado sólido (“*Soft Starter*”) a qual consiste de um conjunto de pares de tiristores (SCR) em antiparalelo ou TRIAC’S para cada linha ou fase do motor.

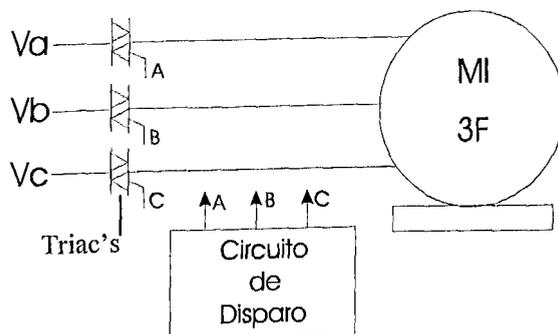


Figura 2.13 - Esquema do soft-starter.

O ângulo de disparo de cada tiristor é controlado eletronicamente via computador processando um programa de controle, para aplicar uma tensão variável aos terminais do motor durante a partida. Este comportamento é chamado de partida suave (“*soft-starter*”). No final do período de partida, a tensão atinge seu valor pleno após uma aceleração suave ou uma rampa ascendente, ao invés de ser submetido a incrementos ou “saltos” repentinos, como ocorre com os métodos de partida por autotransformador, ligação estrela-triângulo, etc. Com isso, consegue-se manter a corrente de partida em patamares desejados e com suave variação, como esperado.

Além da vantagem do controle da tensão e da corrente durante a partida, a chave eletrônica apresenta também, a vantagem de não possuir partes móveis, ou que geram arco, como nas chaves mecânicas. Este é um dos pontos fortes das chaves eletrônicas, pois sua vida útil é mais longa.

Ainda como recurso adicional, a “*soft-starter*” apresenta a possibilidade de efetuar a desaceleração suave para cargas de baixa inércia.

Neste tipo de partida, é usado um comando microprocessado, que controla os tiristores, ajustando a tensão aplicada ao estator do motor. Desta forma, consegue-se, de um lado, aliviar o acionamento dos altos conjugados de aceleração do motor de indução e, de outro proteger a rede elétrica das correntes de partida elevadas.

CAP.II - Operação do motor de indução - Características de partida.

Com a limitação do conjugado de aceleração, praticamente eliminam-se os trancos, proporcionando um menor desgaste das partes mecânicas e elétricas do acionamento e, conseqüentemente, maiores intervalos entre manutenções, maior segurança operacional e menor tempo fora de operação.

Neste modelo proposto, várias programações são possíveis, tanto na partida como na parada:

- partida: rampa de tensão, limite de corrente e impulso de tensão;
- parada: rampa de tensão de desaceleração;

Então, entre a rede elétrica e o motor de indução é inserido um “*soft-starter*” que reduz o nível de tensão visto nos terminais do motor, reduzindo, por conseguinte, a sua corrente. Entretanto, os aspectos que diferenciam o “*soft-starter*” dos dispositivos eletromecânicos são:

- A tensão pode ser ajustada (idealmente) de forma contínua entre 0 a 100% do valor da tensão de linha.
- A tensão/corrente nos terminais do motor, apesar de reduzidas, passam a apresentar um conteúdo harmônico durante a partida.

2.7.5 - VANTAGENS DOS CONVERSORES ESTÁTICOS DE PARTIDA

Dentre as principais vantagens destacam-se:

- 1 - Alívio do motor e da máquina acionada
 - Aceleração suave
 - Corrente de partida reduzida
 - Ausência de picos de correntes
 - Ausência de choques de conjugados (solavancos)
- 2 - Desgastes reduzidos
 - Intervalos de manutenção mais longos
 - Maior vida útil do acionamento
- 3 - Baixa solicitações na rede
 - Estabilidade na tensão de alimentação
 - Redução de demanda

CAP.II - Operação do motor de indução - Características de partida.

4 - Colocação em funcionamento

- Os ajustes de partida para diversas potências de motores não implicam em alterações de projeto ou mesmo reespecificação de componentes

5 - Economia de energia

- Redução de picos de demanda requeridos na partida de motores

- Possibilidade de trabalhar com tensão reduzida quando o motor trabalha em vazio ou com carga reduzida.

2.7.6 - FUNÇÕES ADICIONAIS ATRIBUÍDAS AOS CONVERSORES ESTÁTICOS DE PARTIDA

Toda e qualquer característica de controle dos “*soft-starters*” está vinculada à estratégia de disparo de tiristores.

A utilização de controladores microprocessados para “*soft-starters*” tornou-se uma tendência geral. O uso de microprocessadores permite que um grande número de funções de controle seja implementado através de controles muito versáteis, compactos e confiáveis.

Além da idéia básica de promover a partida suave de motores de indução, outras funções são ainda possíveis, como:

- O tempo de aceleração do motor pode ser controlado.
- Controle da corrente de partida.
- Minimiza o chamado golpe de aríete existente em sistemas hidráulicos.
- Permite que o tempo de desaceleração do motor possa ser controlado. Isto é feito reduzindo gradualmente a tensão do motor ao invés de um desligamento repentino. Neste caso, o controlador impõe uma rampa de tensão decrescente fazendo com que a tensão nos terminais do motor caia linear e suavemente até a parada total da máquina
- O controle de tensão pode atuar de forma a tentar melhorar o fator de potência, em condições de baixa carga mecânica. Quando esta função está ativa, o controlador observa a corrente do motor. Lentamente o controlador reduz a tensão aplicada ao motor, observando a corrente para que esta não caia abaixo do valor em regime em condições de baixa carga. Este tipo de otimização afeta não apenas o fator de potência, mas também a eficiência do sistema, de forma indireta. Em certa medida, o que se faz é

CAP.II - Operação do motor de indução - Características de partida.

reduzir as perdas de magnetização do motor, pois o nível de fluxo diminui quando se reduz a tensão.

- A tensão aplicada ao motor aumenta rapidamente durante os instantes iniciais da partida, com a finalidade de produzir um conjugado elevado, suficiente para vencer os atritos do sistema mecânico. Após este período inicial, o controle de tensão volta a seguir a curva normal de crescimento.

2.7.7 - ÁREAS DE APLICAÇÃO

Dentre as principais áreas de aplicação dos sistemas de partida eletrônica suave destacam-se:

- Ventiladores e compressores
- Bombas
- Máquinas com redutores, correias e com acoplamento por correntes.
- Correias transportadoras
- Prensas
- Máquinas injetoras de plásticos
- Máquinas que trabalham com materiais sensíveis, com tração e golpes
- Acionamentos de grande momento de inércia.

2.8 - CONCLUSÃO

Foi desenvolvido um estudo sobre os motores de indução trifásicos de rotor em gaiola enfatizando seu princípio de funcionamento conjugados e características de partida, para a análise de tiristores controladores de tensão para cargas estáticas.

Genericamente, sobre os aspectos de partida diversos métodos comumente utilizados para motores de indução são discutidos, suas características, vantagens e desvantagens entre si e em comparação com a partida eletrônica.

Serão apresentados no próximo capítulo os resultados da simulação digital bem como a modelagem matemática do motor de indução, em regime permanente.

CAPÍTULO III

MODELAGEM MATEMÁTICA E SIMULAÇÕES

3.1 - INTRODUÇÃO.

Uma modelagem matemática para o motor de indução trifásico em gaiola é apresentada neste capítulo para a realização de simulação digital, de modo a comparar os resultados simulados com os resultados de laboratório. A modelagem empregada, é bastante utilizada no meio científico, e é feita no domínio do tempo, utilizando-se o modelo $dq0$, e para o presente caso, com referencial no estator. A metodologia utilizada para proceder a simulação digital é apresentada. As formas de onda da tensão e corrente de linha e de fase durante a partida, para as partidas estrela-triângulo, autotransformador, e chaveamento eletrônico são apresentadas e comentadas.

3.2 - MODELAGEM MATEMÁTICA.

Considerando uma máquina com circuito magnético linear, enrolamentos senoidalmente distribuídos e entreferro uniforme, procede-se a uma transformação linear[13] onde a máquina trifásica passa a ser representada por uma máquina bifásica e equivalente com os eixos magnéticos em quadratura. Esta conversão facilita sobremaneira o estudo da máquina. A figura 3.1 apresenta esquematicamente a conversão de um sistema trifásico em seus respectivos eixos dq [31]. As expressões que representam as grandezas elétricas da máquina equivalente, com referencial no estator, são dadas na equação 3.1. Estas equações representam uma máquina de p pares de pólos sob qualquer condição de operação.

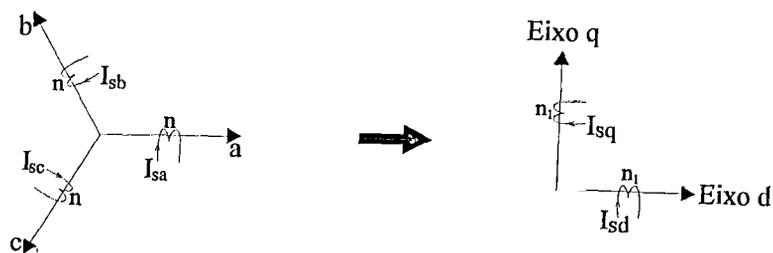


Figura 3.1 - Transformação para eixos dq.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & pM\omega_r & R_r & pL_r\omega_r \\ -pM\omega_r & 0 & -pL_r\omega_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{i}_{rd} \\ \dot{i}_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.1)a$$

$$C = pM(i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (3.1)b$$

Nas equações 3.1(a) e 3.1(b), tem-se:

V_{sd} = Tensão de estator de eixo direto (V);

V_{sq} = Tensão de estator de eixo em quadratura (V);

V_{rd} = Tensão do rotor de eixo direto (V);

V_{rq} = Tensão do rotor de eixo em quadratura (V);

R_s = Resistência do estator (Ω);

R_r = Resistência do rotor (Ω);

p = Número de pares de pólos;

M = Indutância mútua (H);

L_s = Indutância de estator(H);

L_r = Indutância de rotor(H);

ω_r = Velocidade angular do rotor (rad/s);

i_{sq} = Corrente de estator de eixo em quadratura (A);

i_{sd} = Corrente de estator de eixo direto (A);

i_{rd} = Corrente de rotor de eixo direto (A) e

i_{rq} = Corrente de rotor de eixo em quadratura (A).

A equação do balanço de conjugados que relaciona o conjugado motor e o conjugado de carga é representada pela equação 3.2, como segue.

$$C = C_c + J \omega + At\omega \quad (3.2)$$

onde C = Conjugado eletromagnético (Nm);

C_c = Conjugado de carga (Nm);

J = Momento de inércia do sistema motor e carga (kg.m²);

At = Coeficiente de atrito viscoso (Nm.s);

ω = Velocidade angular do rotor (rad/s).

Para uma máquina que possui rotor em gaiola, os termos da tensão no rotor são nulos, ou seja, $V_{rd}=0$ e $V_{rq}=0$.

A equação 3.1(a) pode ser escrita em forma matricial como: [31]

$$[V] = [A][i] + [L] \left[\dot{i} \right] \quad (3.3)$$

Isolando-se o vetor da derivada da corrente, para que se possa calcular os termos deste vetor via programa computacional, este sistema fica da seguinte forma, [31]

$$\left[\dot{i} \right] = [L]^{-1} [V] - [L]^{-1} [A] i \quad (3.4)$$

Após a multiplicação destas matrizes e a inclusão da equação 3.2, o conjunto de equações para o cálculo das correntes e da velocidade do rotor fica da seguinte forma, [31]

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{i}_{rd} \\ \dot{i}_{rq} \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_r}{D} R_s & -\frac{M^2}{D} p\omega_r & -\frac{M}{D} R_r & -\frac{M}{D} L_r p\omega_r & 0 \\ \frac{M^2}{D} p\omega_r & \frac{L_r}{D} R_s & \frac{M}{D} L_r p\omega_r & -\frac{M}{D} R_r & 0 \\ -\frac{M}{D} R_s & \frac{L_s}{D} pM\omega_r & \frac{L_s}{D} R_r & \frac{L_s}{D} pL_r \omega_r & 0 \\ -\frac{L_s}{D} pM\omega_r & -\frac{M}{D} R_s & -\frac{L_s}{D} pL_r \omega_r & \frac{L_s}{D} R & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J} pMl_{sq} & \frac{1}{J} pMl_{sd} & -\frac{1}{J} At \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -L_r V_{sd} \\ -L_r V_{sq} \\ \frac{M}{D} V_{sd} \\ \frac{M}{D} V_{sq} \\ -\frac{1}{J} \omega_r \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

onde: $D = M^2 - L_s R_r$

Esta matriz permite determinar os valores das correntes de eixo direto e em quadratura para o estator e para o rotor, assim como a velocidade do eixo do motor. Para a solução deste sistema elaborou-se um programa, através do “software” MATLAB[31].

3.2.1 - Tensões da máquina.

As tensões aplicadas no programa para a simulação digital das partidas estrela-triângulo e chave compensadoras, são obtidas aplicando inicialmente uma tensão reduzida de 57% da tensão nominal para a partida estrela-triângulo e 65% ou 80% para a partida com autotransformador. Na passagem para a tensão nominal durante o tempo de comutação dos contadores destes tipos de partidas, faz-se na simulação a resistência do estator bem alta para se obter como resultado uma corrente igual a zero neste intervalo, simulando o tempo de transição onde a máquina é desconectada da fonte de suprimento.

Para simular a operação com tiristores em antiparalelo foi escrito outro programa que é capaz de gerar estas formas de onda de tensão, ou seja, recortando as tensões trifásicas senoidais da fonte, tanto no semi-ciclo positivo quanto no negativo, de acordo com o ângulo de disparo aplicado. Este programa é utilizado em conexão com o programa que contém as equações do modelamento do motor. O sistema de alimentação da máquina fica esquematizado como mostra a figura 3.2.

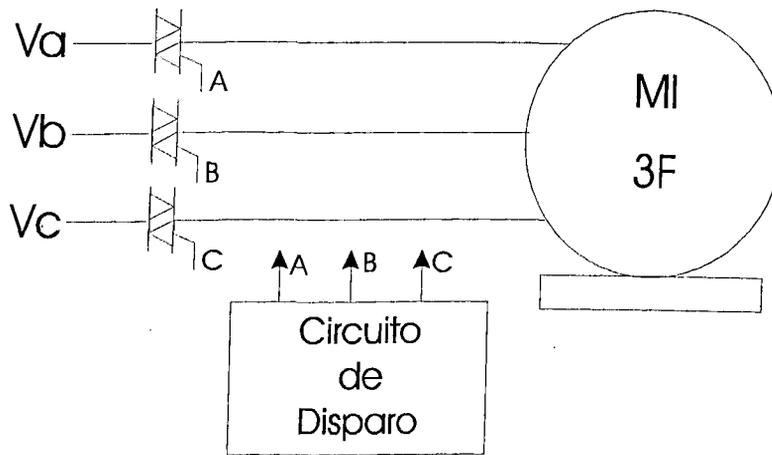


Figura 3.2- Sistema de alimentação e controle do motor.

A variável ângulo de disparo, para o semi-ciclo positivo varia de 180° a 0° , ou seja em 180° nenhuma tensão está sendo aplicada ao motor, a proporção que ela vai decrementando, esta tensão aplicada ao estator da máquina consequentemente irá aumentando. Este decremento tem o valor de "1", com isso, existem 180 diferentes valores de tensões fornecidas para a partida do motor, desde a mínima até a máxima tensão da rede. O mesmo ocorrendo para o semi-ciclo negativo, apenas com uma defasagem de 180° na variável ângulo de disparo em relação ao semi-ciclo positivo.

A partir deste sistema tornou-se possível, determinar as tensões da máquina, fornecida pelos tiristores, conforme pode ser visto na figura 3.3.

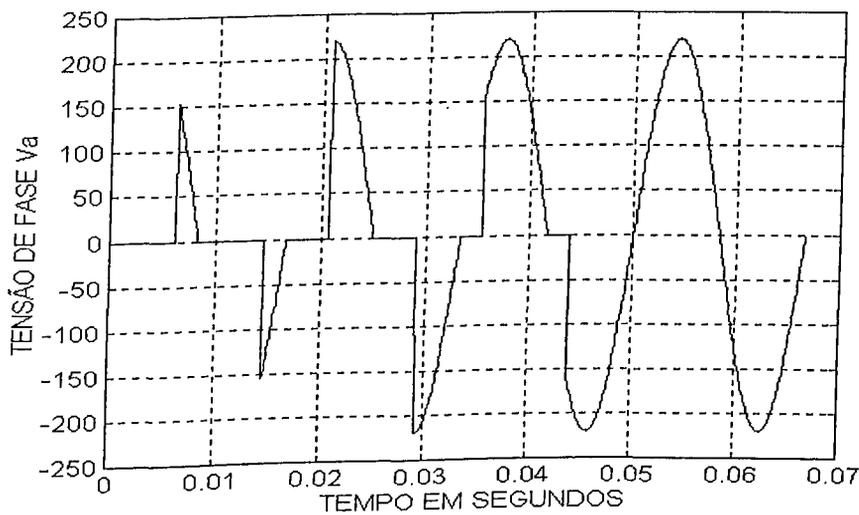


Figura 3.3a - Forma de onda de tensão aplicada na fase A do estator.

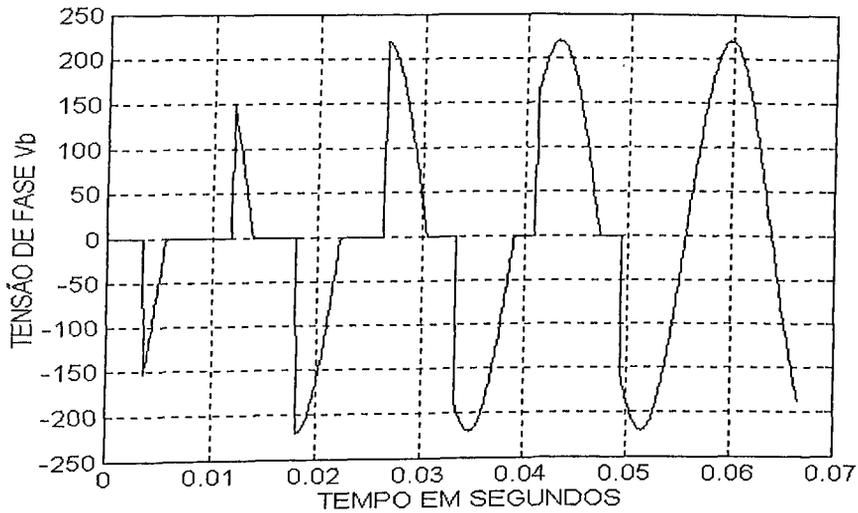


Figura 3.3b - Forma de onda de tensão aplicada na fase B do estator.

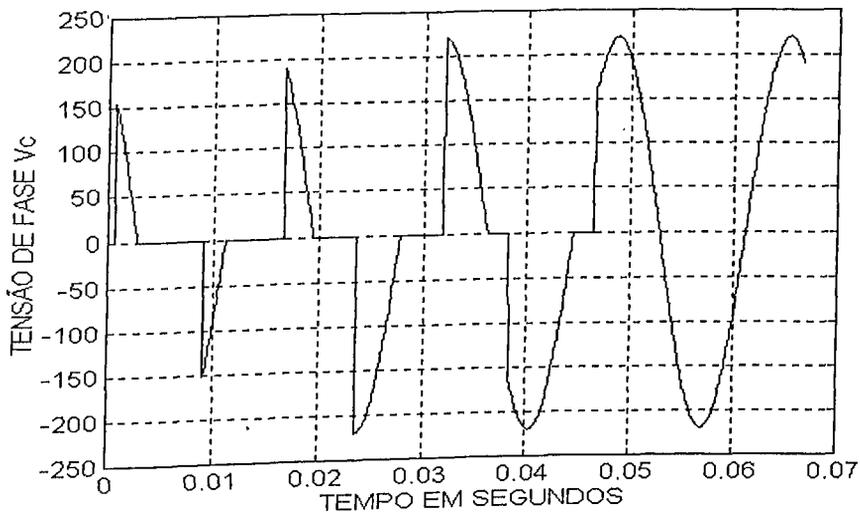


Figura 3.3c - Forma de onda de tensão aplicada na fase C do estator.

3.2.2 - Cálculo das correntes.

As correntes de estator I_{sa} , I_{sb} , e I_{sc} e de rotor da máquina são facilmente determinadas, quando da aplicação da transformada inversa (dq para abc), a partir das correntes de eixo direto (I_{sd} e I_{rd}) e eixo em quadratura (I_{sq} e I_{rq}).

Para as corrente de fase do estator tem-se que,[31]

$$I_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sd} \quad (3.11)a$$

$$I_{sb} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} I_{sd} + \frac{\sqrt{3}}{2} I_{sq} \right) \quad (3.11)b$$

$$I_{sc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} I_{sd} - \frac{\sqrt{3}}{2} I_{sq} \right) \quad (3.11)c$$

3.2.3 – Limitação do valor máximo da corrente de partida.

Na simulação digital, o controle de corrente é obtido da mesma forma que na prática, ou seja, uma amostra da corrente de alimentação do motor é colhida ciclo a ciclo e extraída o valor médio. Este valor de corrente é comparado com um valor determinado como corrente máxima de partida. Ao ultrapassar esse limite pré-determinado, atua-se na variável de controle do ângulo, incrementando-a, consequentemente reduzindo a tensão aplicada ao motor no próximo ciclo, reduzindo-se assim a corrente de partida da máquina. Entretanto, quando esse valor de corrente cai abaixo do limite determinado, novamente atua-se na variável de controle do ângulo decrementando-a, aumentando a tensão aplicada ao motor. Esse processo de verificação e controle da tensão e corrente continua até o motor entrar em regime, quando se atinge a condição de tensão senoidal plena.

3.3 - SIMULAÇÃO DIGITAL.

Este item visa a simulação digital do motor de indução trifásico alimentado com forma de onda não senoidal durante a partida. Para tanto, utiliza-se da modelagem no domínio do tempo. Os parâmetros do motor foram obtidos através dos ensaios a vazio e rotor bloqueado[31].

Para esta simulação digital, elaborou-se um programa (programa 1 - APÊNDICE A) que contém o modelo matemático do motor de indução e um outro programa (programa 2 - APÊNDICE A) para gerar as formas de onda da tensão de

CAP.III - Modelagem Matemática e Simulações.

alimentação da máquina. O programa 1 é utilizado para os cálculos matemáticos que envolve a simulação e fornece todos os dados de saída (Conjugados, correntes, fluxo, tensões e velocidade em função do tempo), enquanto que o programa 2 gera a forma de onda da tensão que é obtida na saída dos tiristores.

Os dados de entrada para o programa 1, do motor a ser simulado é apresentado na tabela 3.1.

Parâmetros da Máquina	Valores obtidos
Resistência de estator	7,56 Ω
Resistência de rotor	3,84 Ω
Indutância do estator	0,35085 H
Indutância do rotor	0,35085 H
Indutância Mútua	0,33615 H
Número de polos	4
Momento de Inércia	0,0027 Kg.m ²
Potência	1,5 CV
Velocidade nominal	1690 rpm
Fator de potência	0,81
Tensão nominal (triângulo)	220 V
Corrente nominal (triângulo)	5 A

Tabela 3.1 - Parâmetros do motor a ser simulado.

A seguir apresenta-se as formas de onda resultante da simulação para as condições de partida direta à vazio e com carga para as partidas estrela-triângulo, autotransformador e partida suave com controle de corrente.

Simulação digital e ensaios de laboratório foram realizados concomitantemente de forma que as condições operacionais do laboratório fossem retratadas na simulação.

3.3.1 - Simulação de partida direta a vazio.

Nesta etapa realizou-se a simulação, onde a máquina sem carga, ligada em triângulo, estaria sendo alimentada diretamente pela rede de suprimento de energia. Os resultados são apresentados a seguir.

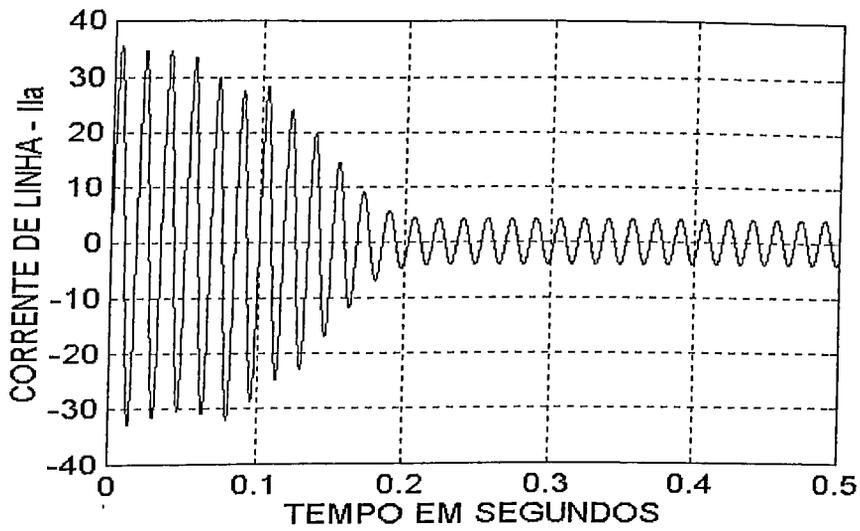


Figura 3.4 - Forma de onda da corrente de linha (I_{la})

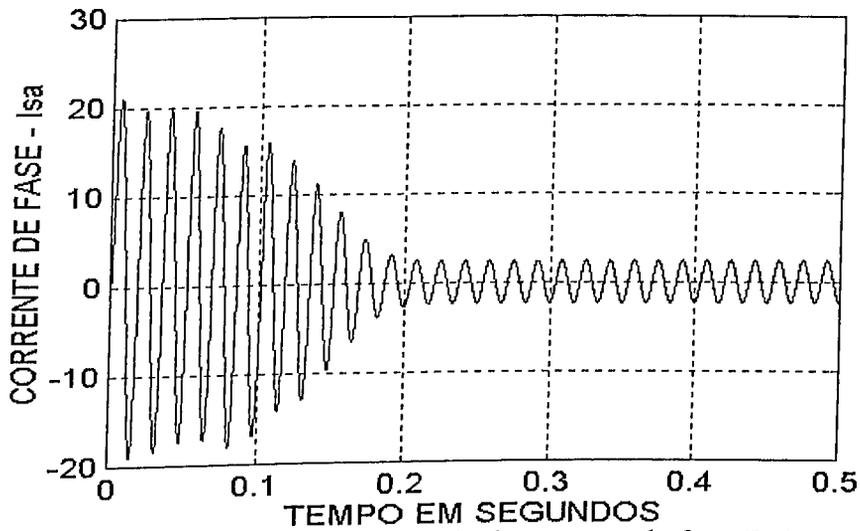


Figura 3.5 - Forma de onda da corrente de fase (I_{sa})

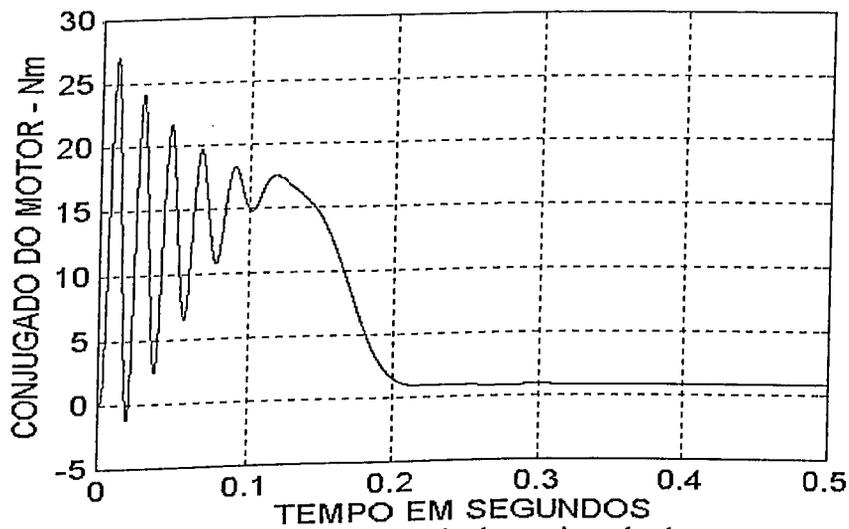


Figura 3.6 - Forma de onda do conjugado do motor .

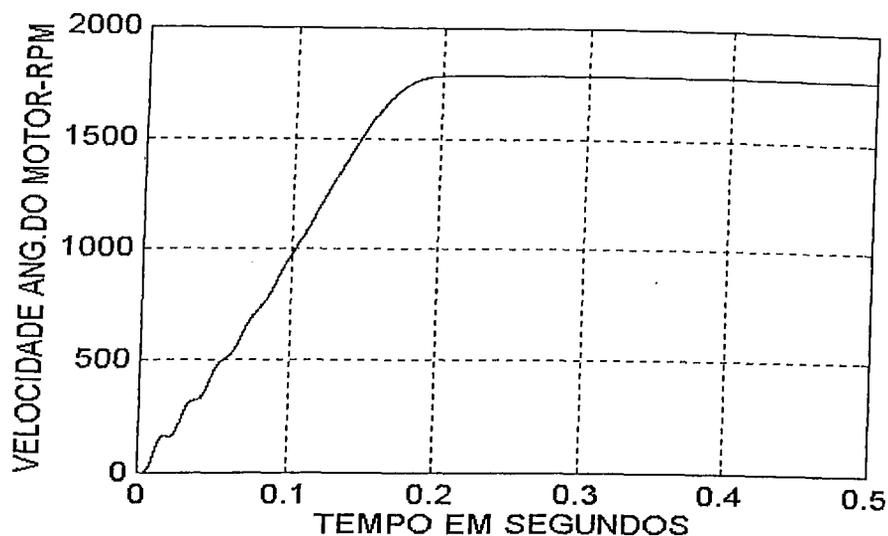


Figura 3.7 - Forma de onda da velocidade angular do motor.

Observa-se na figura 3.5, a corrente de fase do estator desde a partida até atingir o regime permanente. A corrente de partida, considerando a figura 3.5 (I_{sa}) é aproximadamente 8 vezes maior que a corrente em vazio. Na figura 3.7 observa-se que a velocidade angular atingiu aproximadamente 1800 rpm, devido ao motor estar funcionando sem carga.

3.3.2 - Simulação de partida direta com carga.

Simulou-se nesta etapa, o motor sendo alimentado diretamente pela rede de suprimento de energia conectado em triângulo, sendo que, operando com carga. Os gráficos desta simulação são apresentados a seguir.

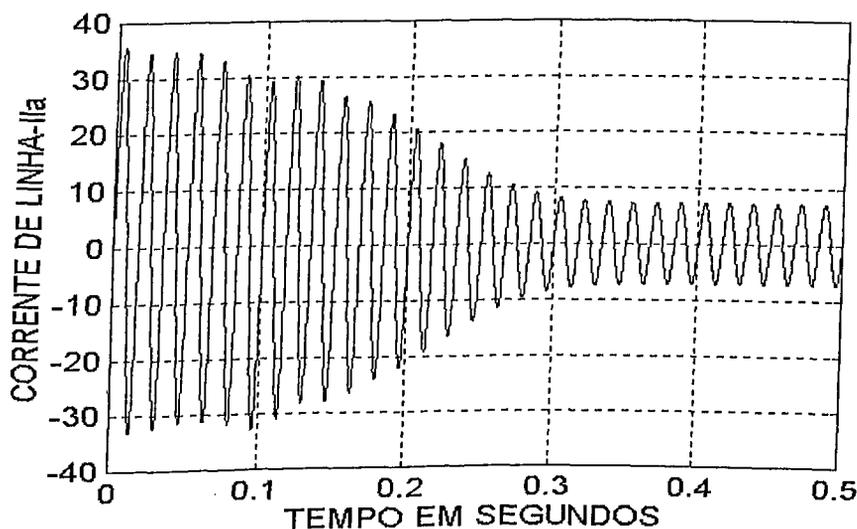


Figura 3.8 - Forma de onda da corrente de linha (I_{la})

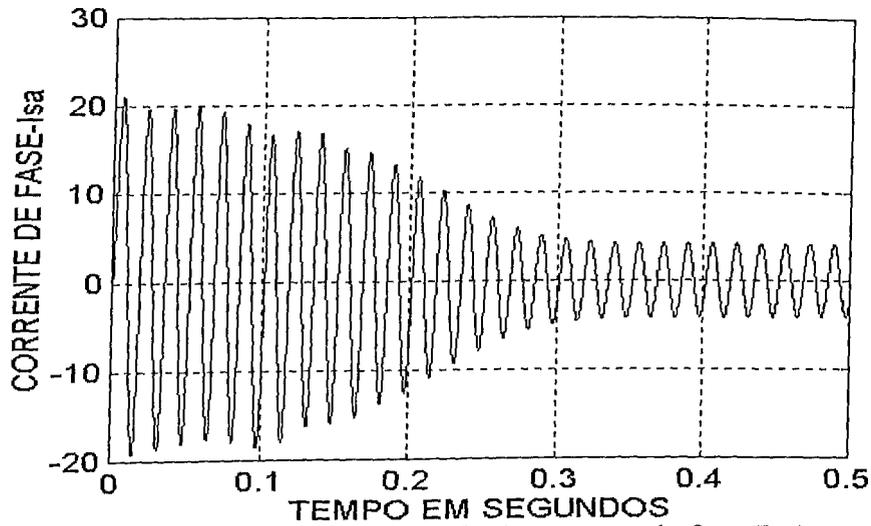


Figura 3.9 - Forma de onda da corrente de fase (Isa)

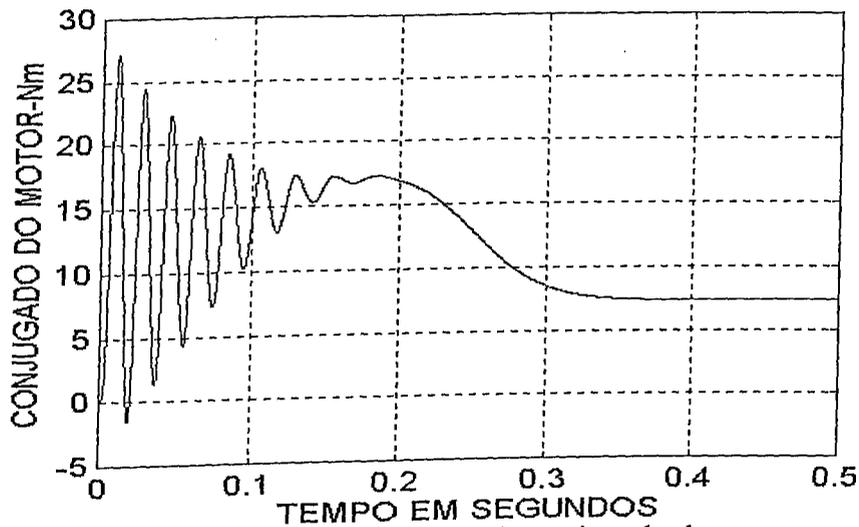


Figura 3.10 - Forma de onda do conjugado do motor.

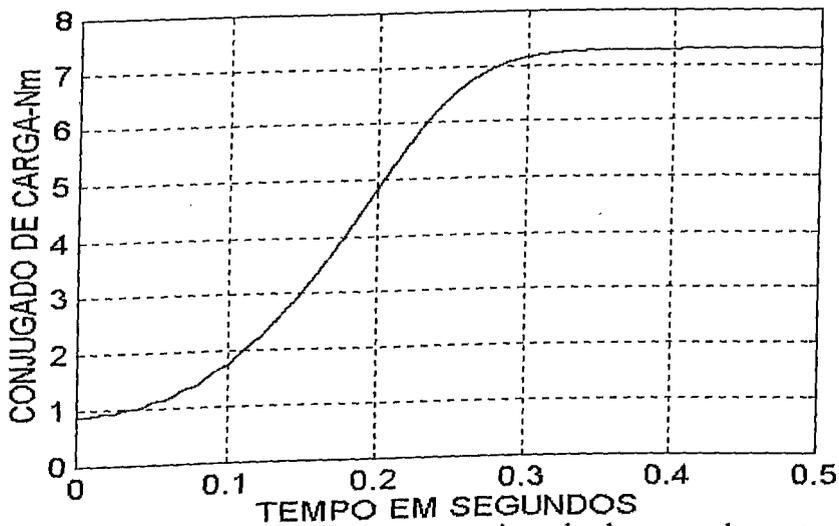


Figura 3.11 - Forma de onda do conjugado de carga do motor.

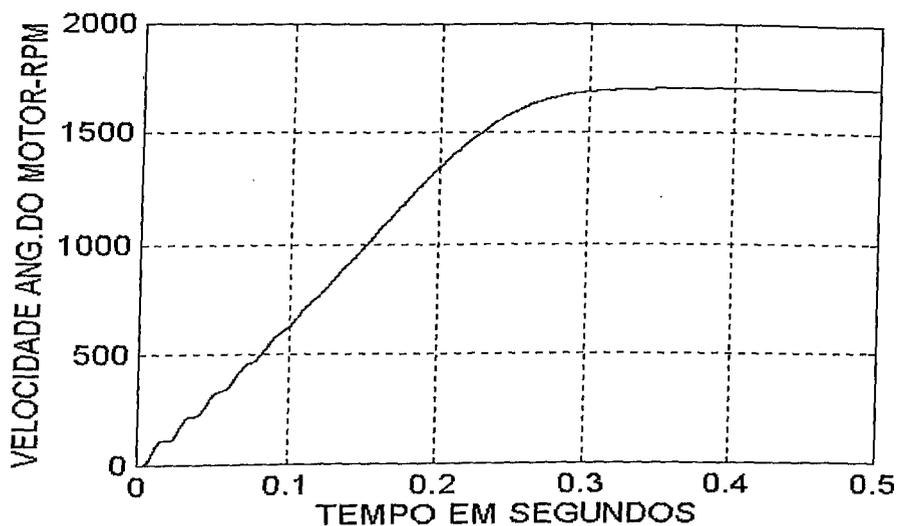


Figura 3.12 - Forma de onda da velocidade angular do motor.

A corrente de fase do estator está representada na figura 3.9. A corrente de partida é de aproximadamente 5 vezes a corrente nominal. Em regime permanente nota-se que a corrente do linha possui praticamente o mesmo valor indicado na placa do motor, que é de 5 amperes eficaz , ou seja 7.1 amperes de pico para a ligação em triângulo.

A figura 3.10 mostra o conjugado desenvolvido pelo motor de indução. Nota-se que não existem oscilações no conjugado devido à alimentação senoidal balanceada. O conjugado de carga em função do tempo é apresentado na figura 3.11.

A figura 3.12 traz o perfil da velocidade angular em função do tempo. A máquina atinge o regime permanente operando numa velocidade de aproximadamente 1706 rpm, que é bem próximo o valor indicado pelo fabricante que é de 1690 rpm para a mesma condição de operação.

Desta forma, a modelagem matemática utilizada pode ser utilizada para estudar o comportamento do motor de indução de rotor gaiola, tanto em regime permanente como transitório.

3.3.3 - Simulação da chave de partida estrela - triângulo .

Nesta etapa simulou-se a chave de partida estrela triângulo, onde inicialmente o motor é conectado em estrela aplicando uma tensão reduzida nas fases correspondente a 57.8% da tensão nominal, reduzindo a corrente de 1/3 da corrente de partida a plena tensão. Em seguida a chave comuta para triângulo aplicando a tensão nominal nas fases do estator. Os resultados são mostrados a seguir:

3.3.3.1 - Simulação partida estrela - triângulo sem carga.

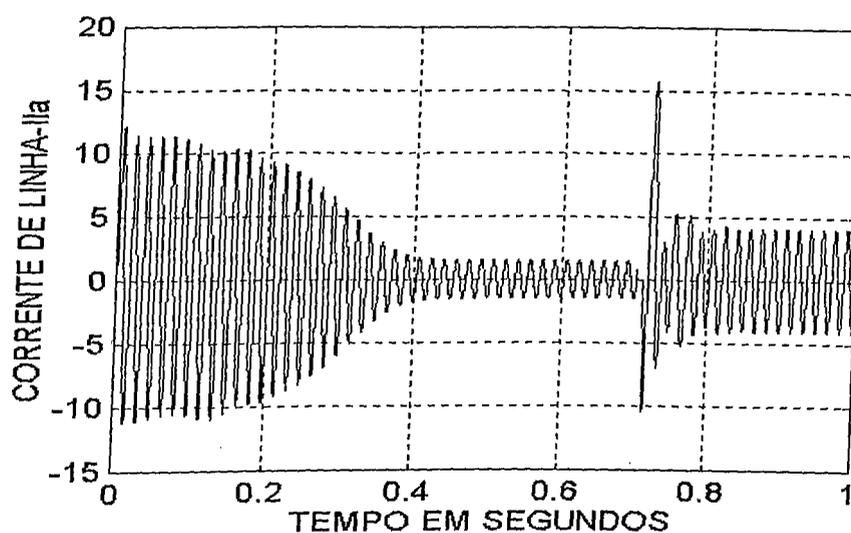


Figura 3.13 - Forma de onda da corrente de linha (Ia)

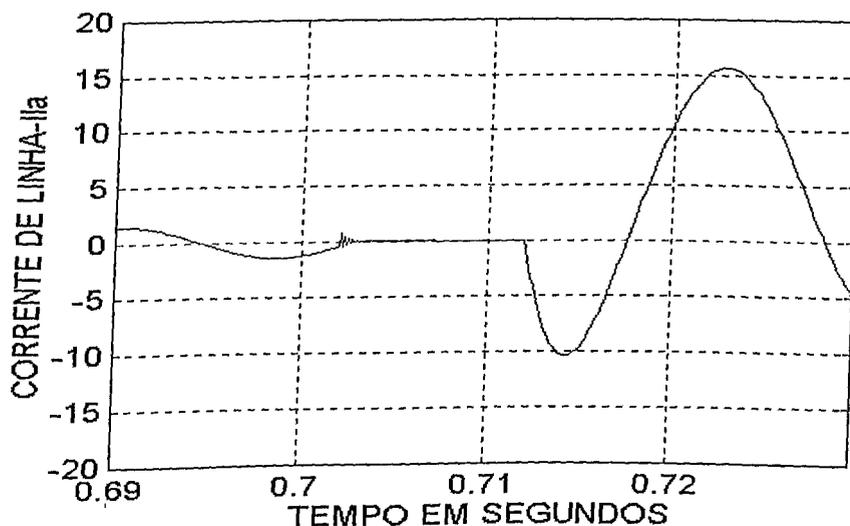


Figura 3.14 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (Ia)

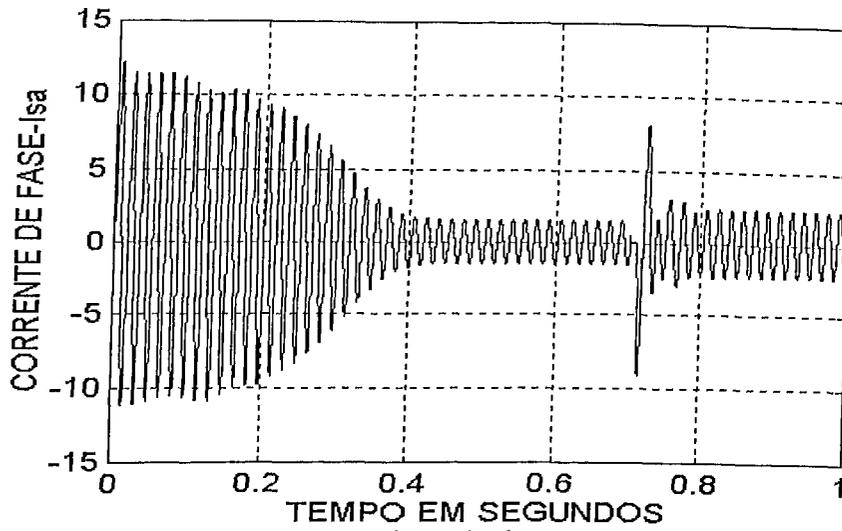


Figura 3.15 - Forma de onda da corrente de fase (I_{sa})

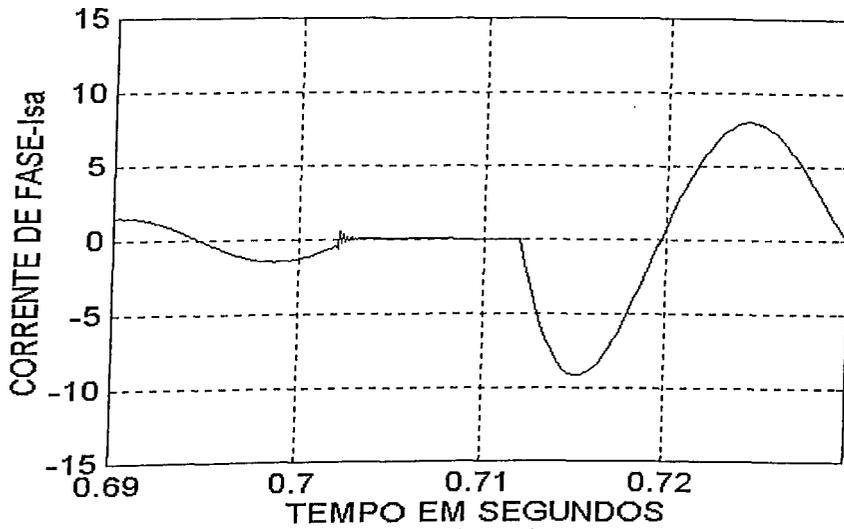


Figura 3.16 - Zoom da forma de onda da corrente de fase (I_{sa})

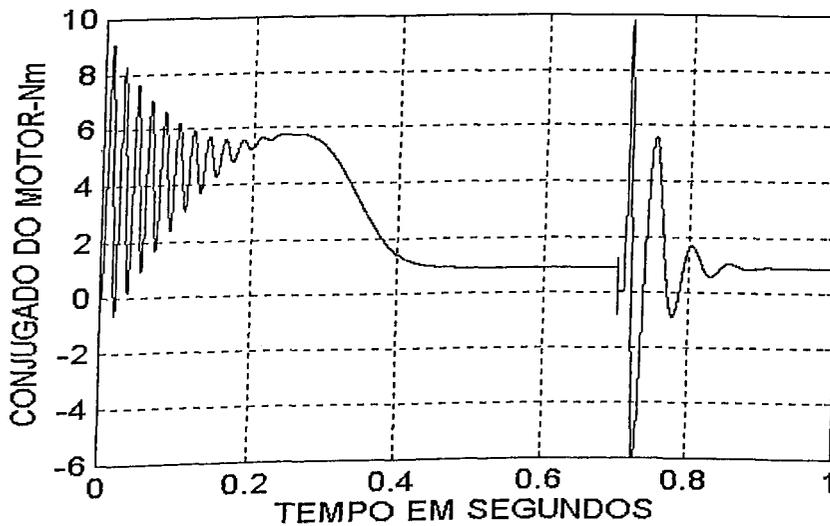


Figura 3.17 - Forma de onda do conjugado do motor.

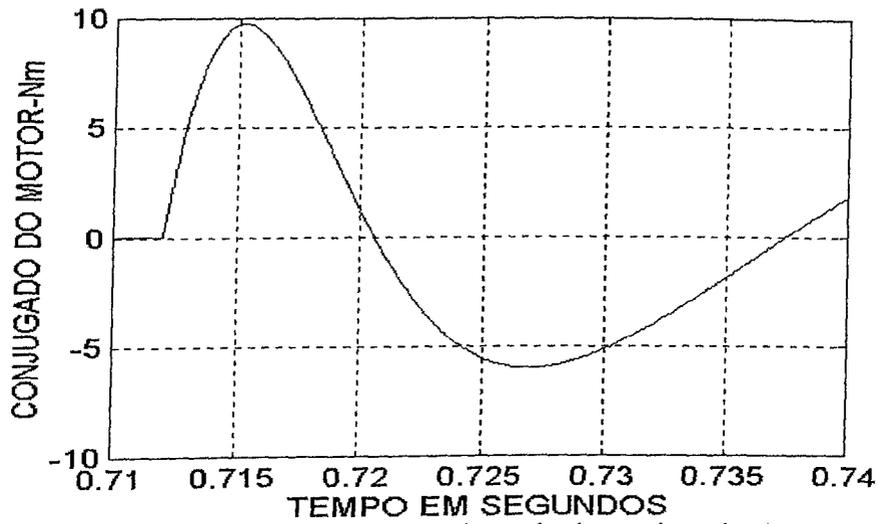


Figura 3.17a – Zoom da forma de onda do conjugado do motor.

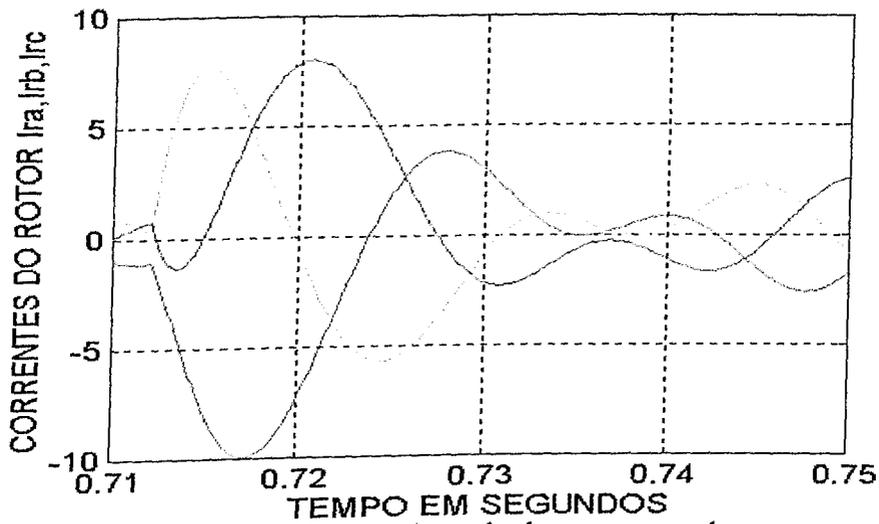


Figura 3.17b – Forma de onda das correntes do rotor.

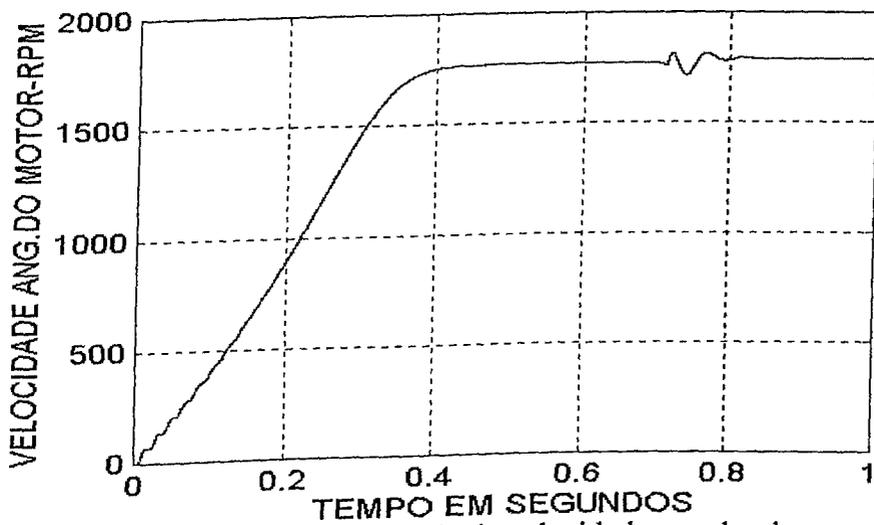


Figura 3.18 - Forma de onda da velocidade angular do motor.

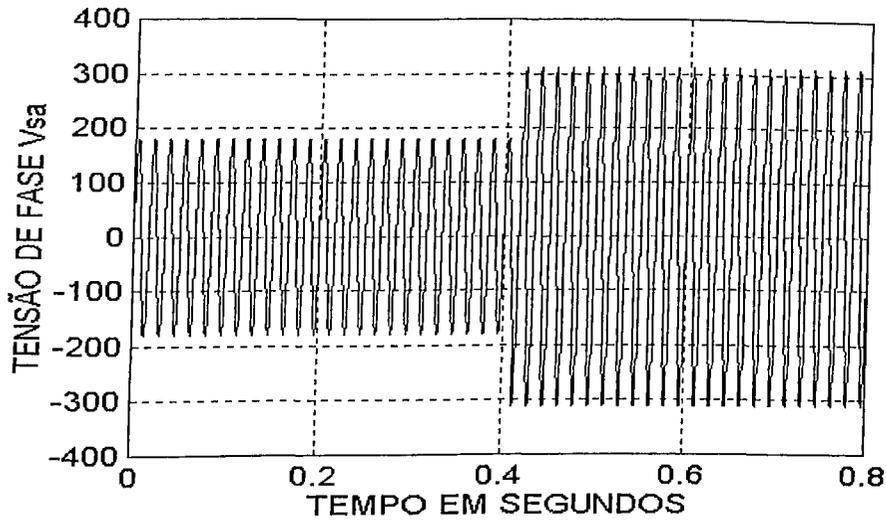


Figura 3.19 - Forma de onda da tensão de fase do motor.

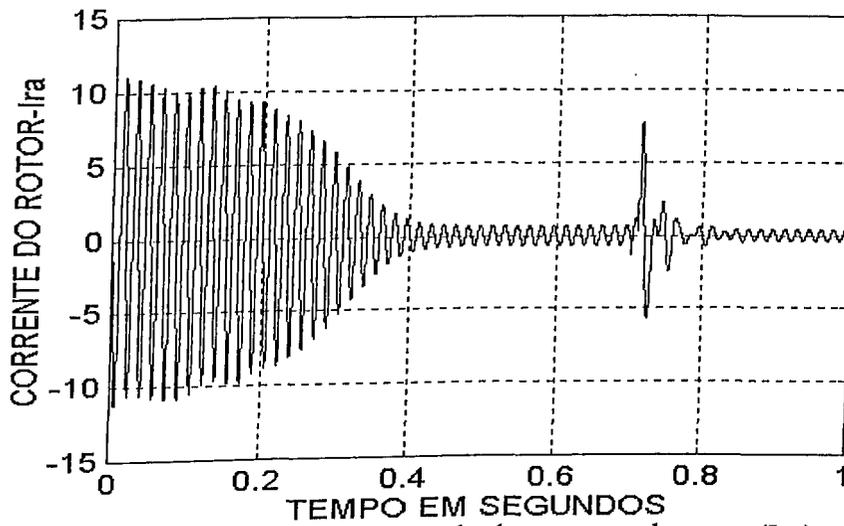


Figura 3.20 - Forma de onda da corrente do rotor (I_{ra}).

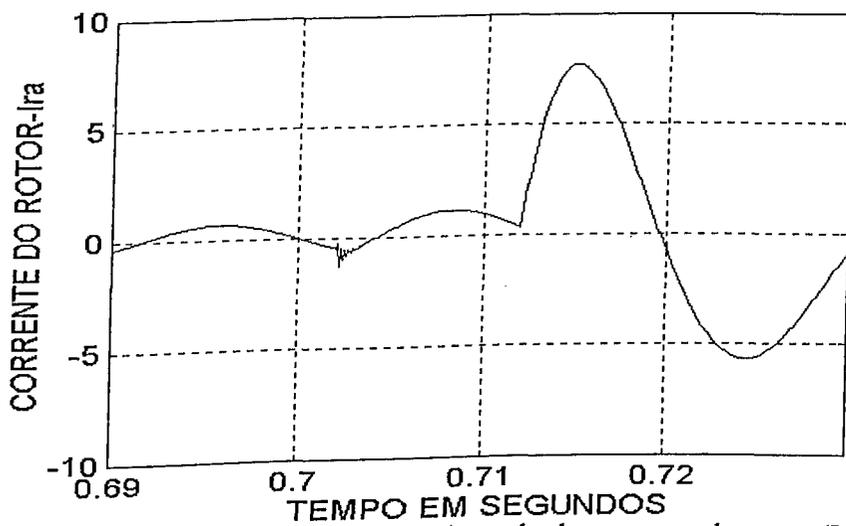


Figura 3.21 - Zoom da forma de onda da corrente do rotor (I_{ra}).

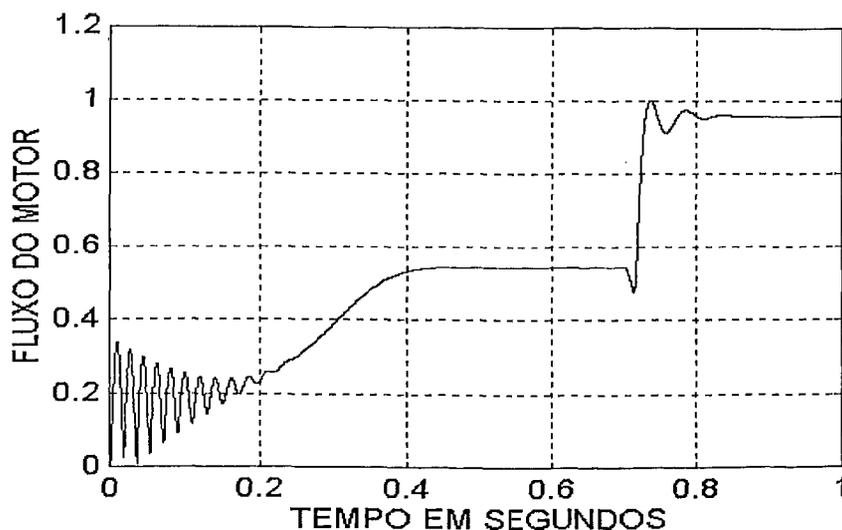


Figura 3.22 - Forma de onda do fluxo do motor.

Observa-se em primeira análise que mesmo sendo um método para limitar a corrente de partida, na comutação de estrela para triângulo ocorreu momentaneamente um crescimento elevado na corrente de linha para aproximadamente 16 amperes como pode ser constatado na figura 3.13 (IIa), porém na partida direta esse pico se aproxima de 35 amperes como visto na figura 3.4. A figura 3.15(IIa) retrata a corrente de fase para condição sem carga, onde também se verifica o pico de corrente na transição da ligação estrela para triângulo, sendo após estabilizada na corrente nominal em regime.

Na figura 3.17, nota-se que o conjugado também apresenta um elevado crescimento na comutação da chave estrela-triângulo, na ordem de 9 Nm, entretanto, na partida direta esse pico chega a 27 Nm como pode ser verificado na figura 3.6.

A figura 3.17a mostra em maiores detalhes um curto período de tempo em que logo após a comutação da ligação estrela para triângulo, o conjugado do motor passou a ser negativo. Tal condição é devido ao fato de que logo após a comutação as correntes circulantes no estator e conseqüentemente as induzidas no rotor neste mesmo intervalo de tempo passaram a ser desbalanceadas conforme figura 3.17b provocando distorções e variações no sentido da força magnetomotriz da máquina. Como é de nosso conhecimento o conjugado do motor é função da interação das forças magnetomotrizes do estator e do rotor.

Em análise mais minuciosa verifica-se que na comutação de estrela para triângulo a corrente vai a zero antes do pico de corrente em plena tensão. Portanto, há uma descontinuidade no fluxo de corrente e conseqüentemente na velocidade e conjugados neste tipo de sistema de partida.

3.3.3.2 - Simulação partida estrela - triângulo com carga.

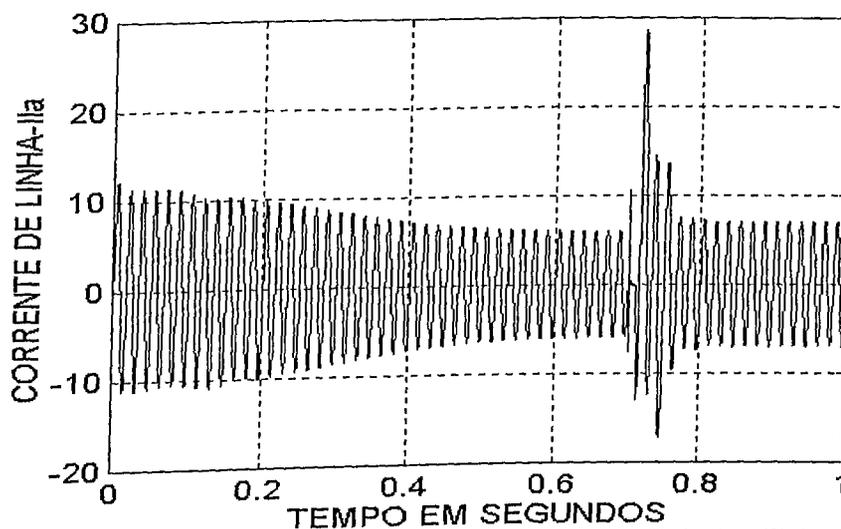


Figura 3.23 - Forma de onda da corrente de linha (Ia).

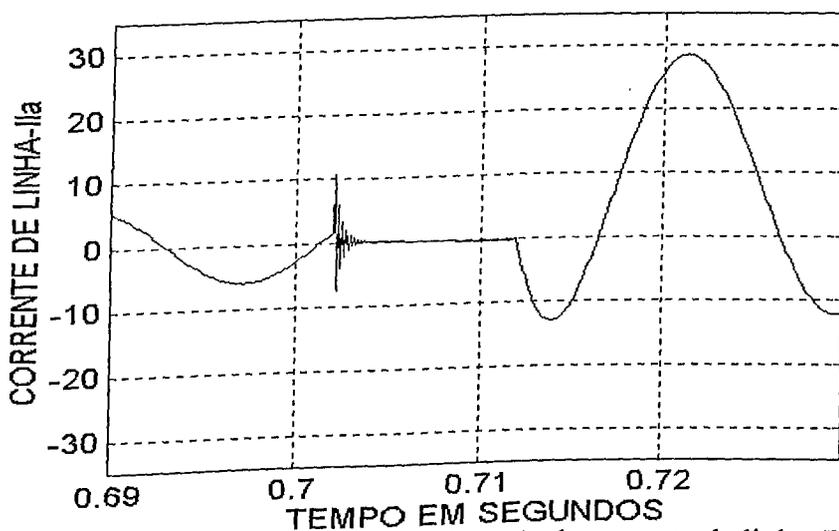


Figura 3.24 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (Ia).

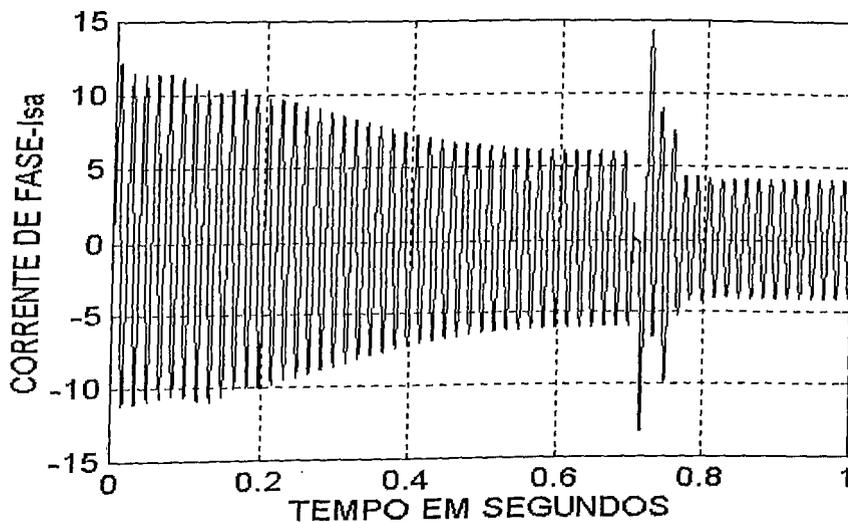


Figura 3.25 – Forma de onda da corrente de fase (I_{sa}).

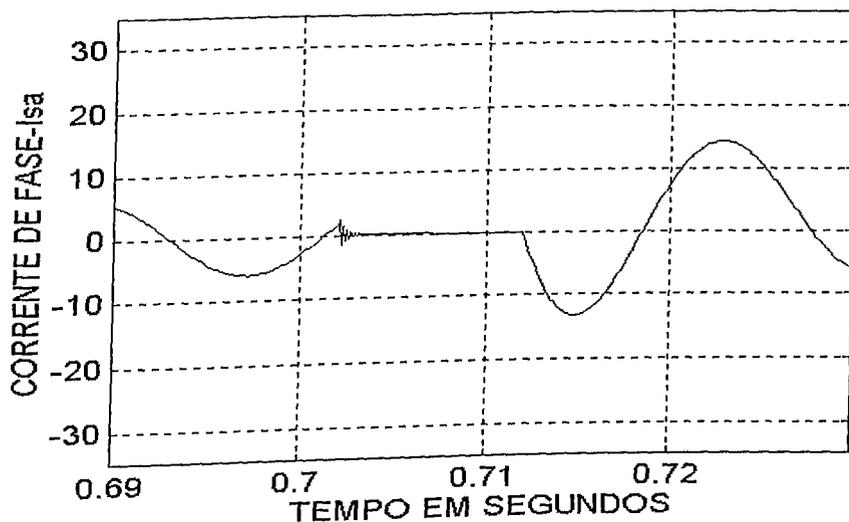


Figura 3.26 – Zoom da forma de onda da corrente de fase (I_{sa}).

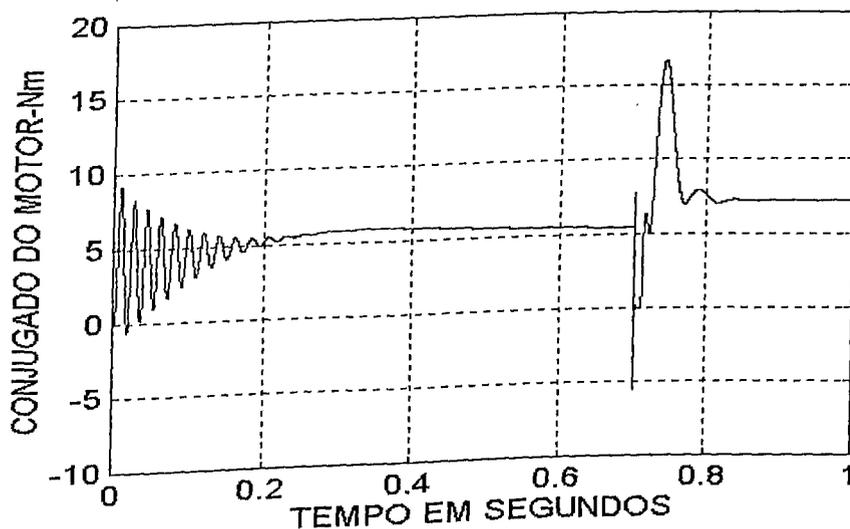


Figura 3.27 – Forma de onda do conjugado do motor.

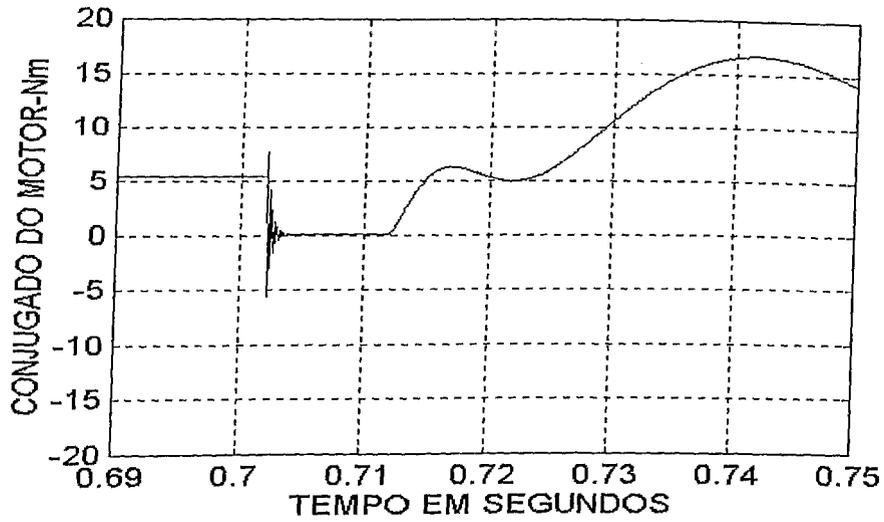


Figura 3.28 – Zoom da forma de onda do conjugado do motor.

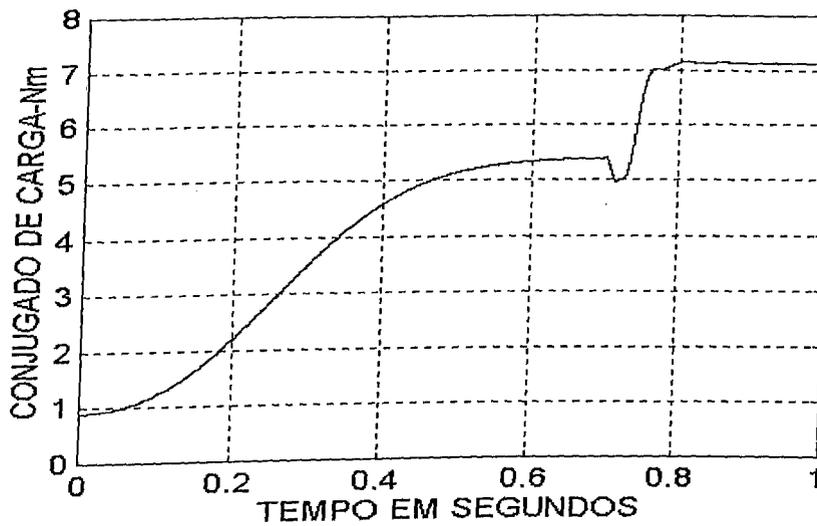


Figura 3.29 – Forma de onda do conjugado de carga do motor.

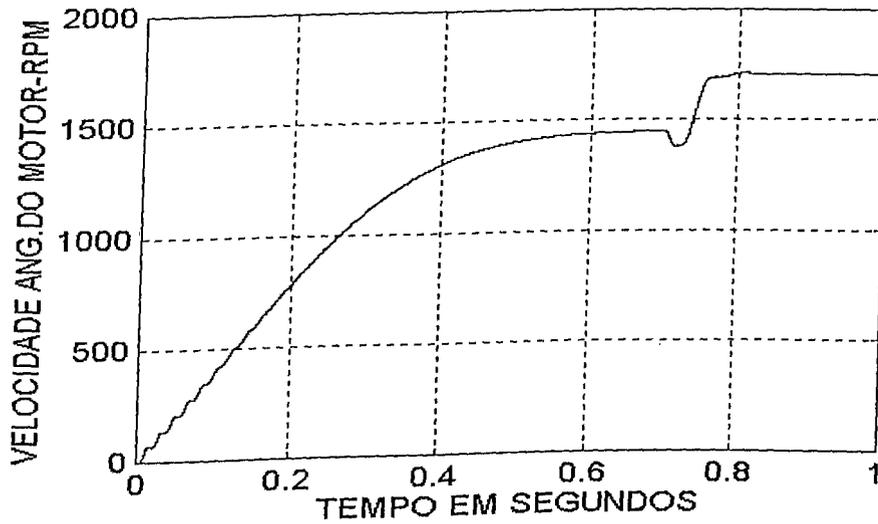


Figura 3.30 – Forma de onda da velocidade angular do motor.

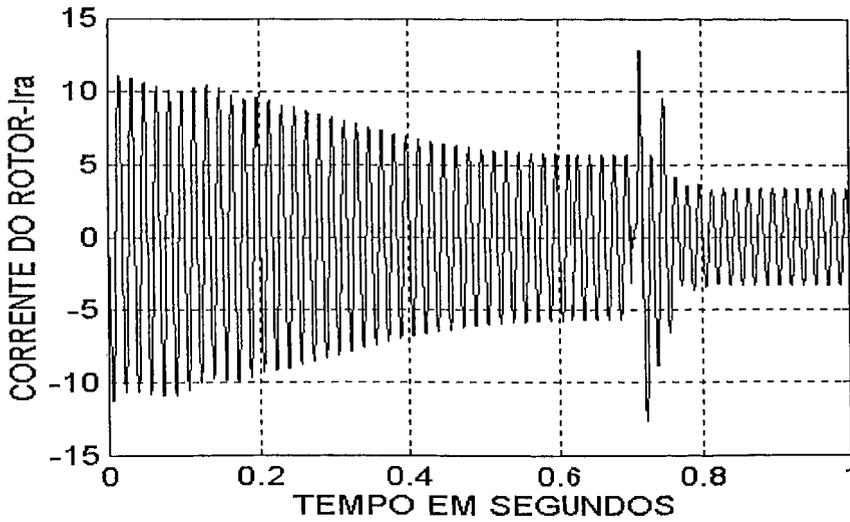


Figura 3.31 – Forma de onda da corrente do rotor (Ira).

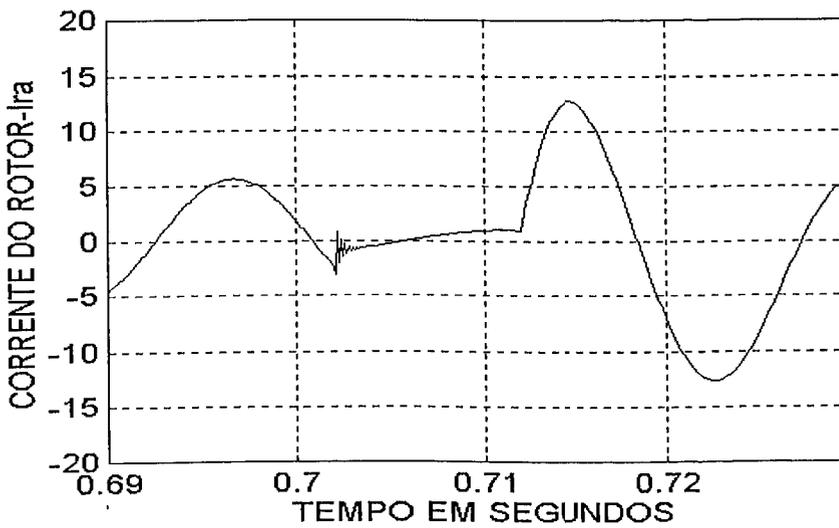


Figura 3.32 – Zoom da forma de onda da corrente do rotor (Ira).

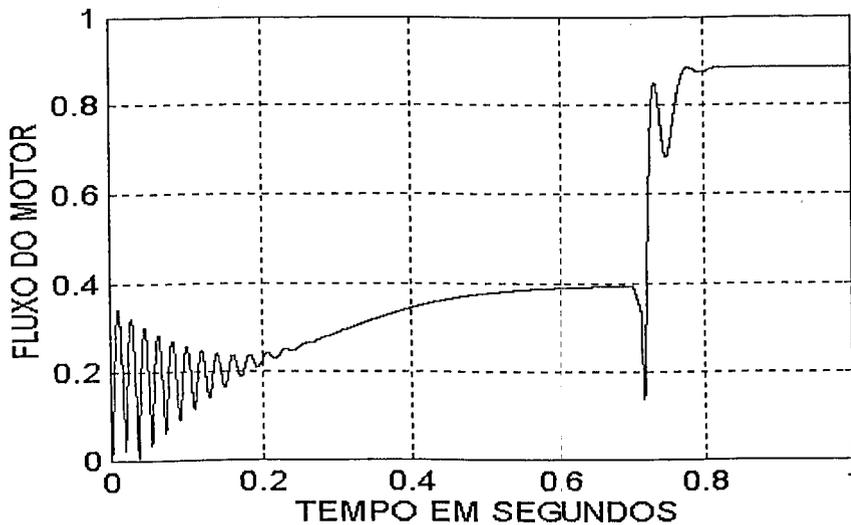


Figura 3.33 – Forma de onda do fluxo do motor.

CAP.III - Modelagem Matemática e Simulações.

Simulou-se nesta etapa o motor de indução em carga e constatou-se mais uma vez que, na comutação de estrela para triângulo também ocorreu momentaneamente um crescimento elevado nesta corrente como pode ser observado nas figuras 3.23 (IIa) e 3.25(IIa) de 30 e 15 amperes respectivamente, sendo após estabilizada na corrente nominal em regime. Constatou-se também que na comutação de estrela para triângulo a corrente vai a zero antes do pico de corrente em plena tensão, portanto, a descontinuidade no fluxo de corrente e conseqüentemente na velocidade e conjugados neste tipo de sistema de partida é real.

3.3.4 - Simulação da chave compensadora de partida (autotransformador).

Parti-se agora para a simulação do motor de indução trifásico sendo acionado por uma chave compensadora. Neste tipo de acionamento o motor de indução é conectado em triângulo e ligado a rede de energia por um autotransformador com tap's de 65% ou 80% da tensão do sistema supridor. Ou seja, inicialmente aplica-se uma tensão reduzida e após a temporização do circuito de comando, o autotrafo comuta para a plena tensão da rede. Os resultados dessa simulação são mostrados a seguir:

3.3.4.1 - Simulação da partida com 65% da tensão nominal sem carga.

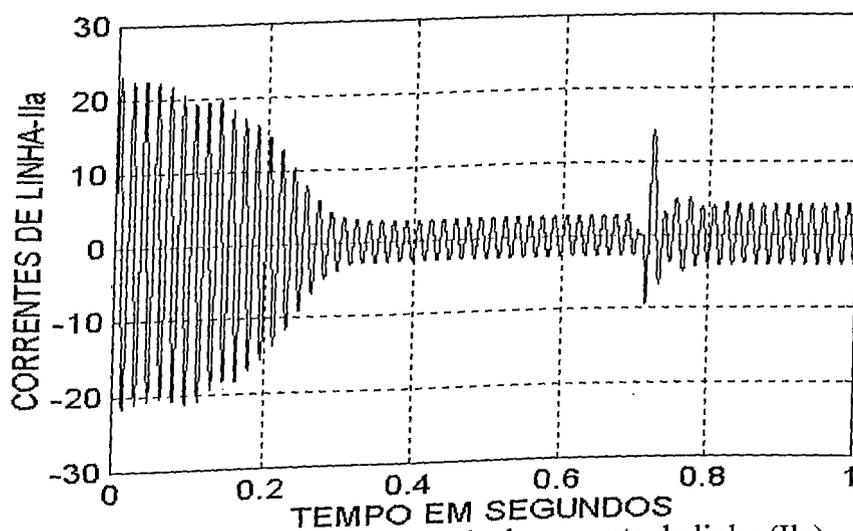


Figura 3.34 – Forma de onda da corrente de linha (IIa).

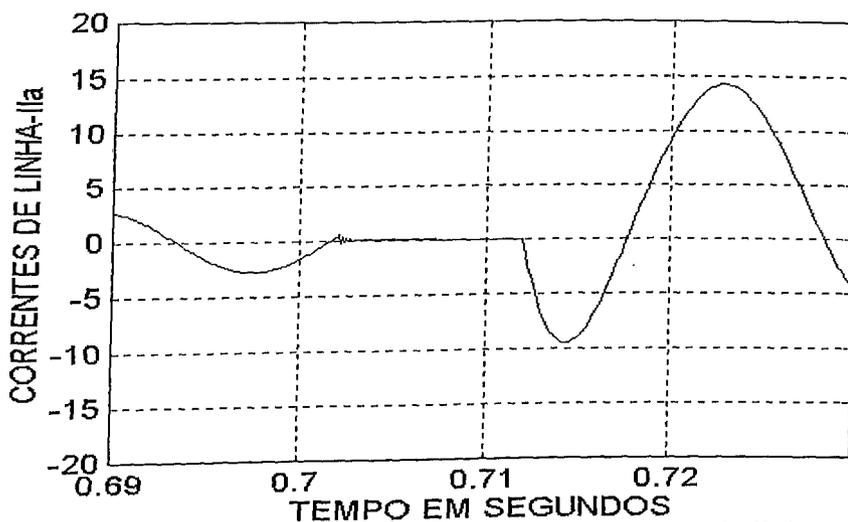


Figura 3.35 – Zoom da forma de onda da corrente de linha (Ila).

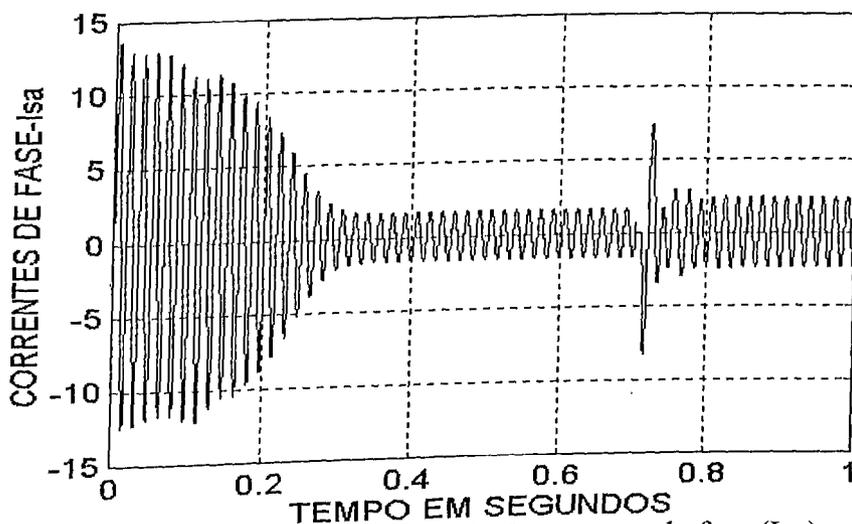


Figura 3.36 – Forma de onda da corrente de fase (Ia).

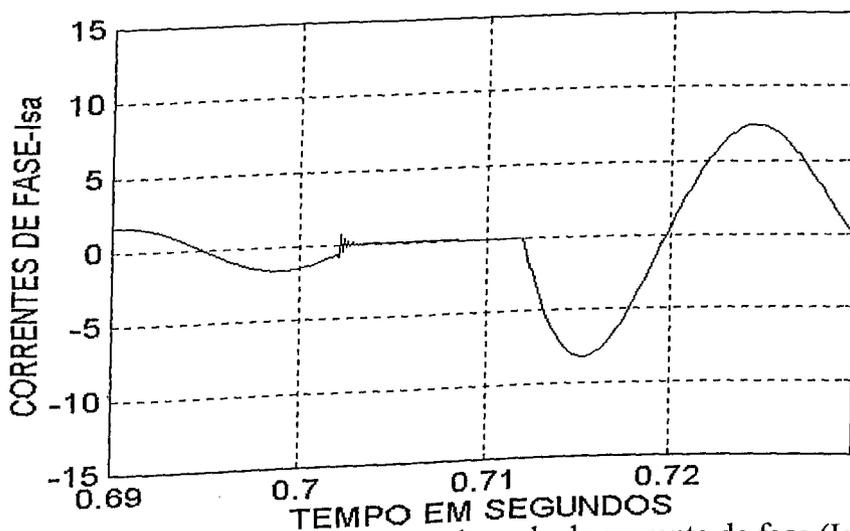


Figura 3.37 – Zoom da forma de onda da corrente de fase (Ia).

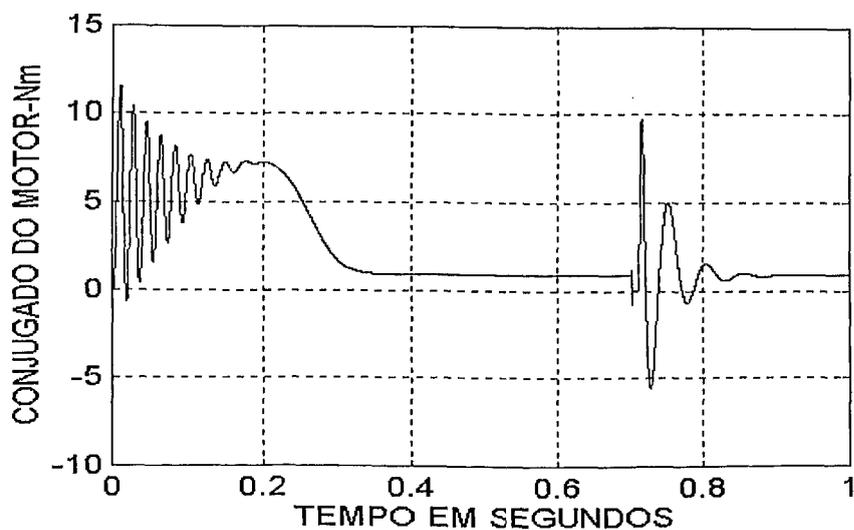


Figura 3.38 – Forma de onda do conjugado do motor.

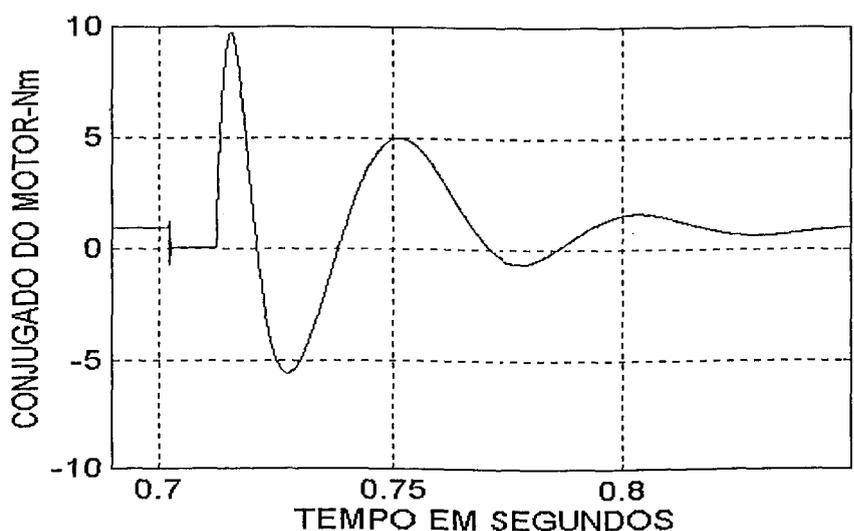


Figura 3.39 – Zoom da forma de onda do conjugado do motor.

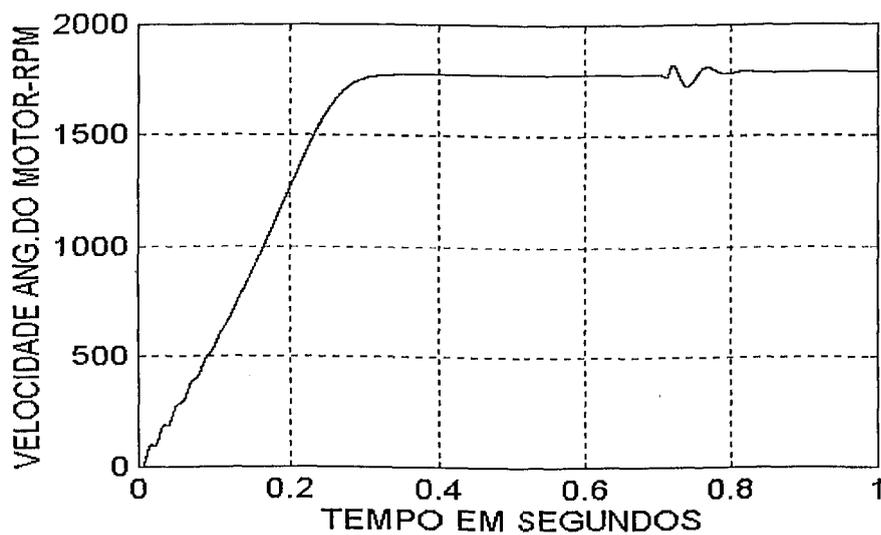


Figura 3.40 – Forma de onda da velocidade angular do motor.

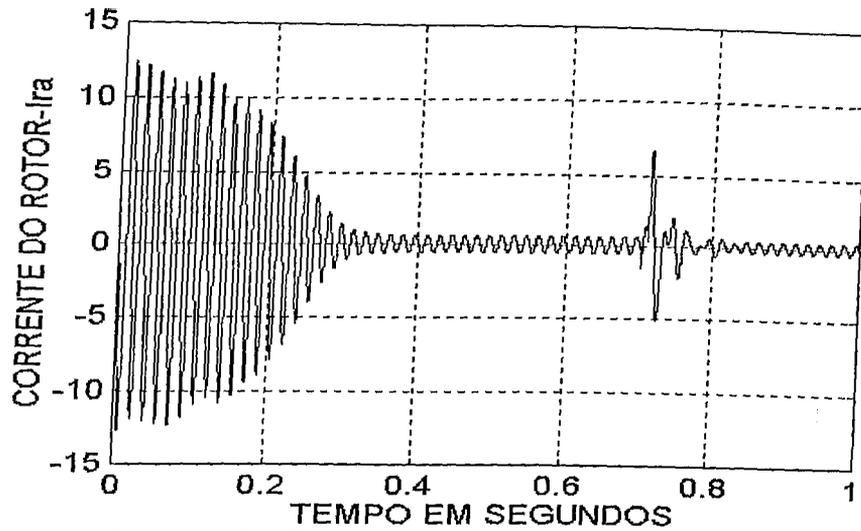


Figura 3.41 – Forma de onda da corrente do rotor (Ira).

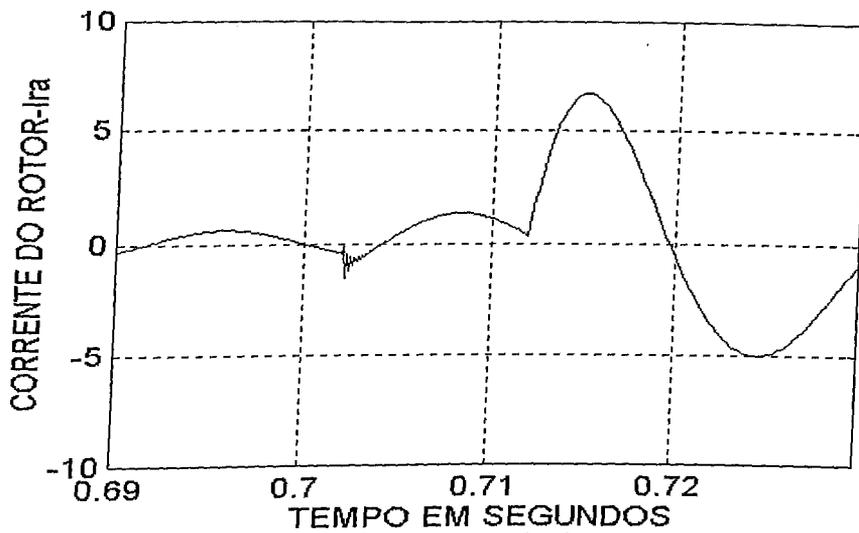


Figura 3.42 – Zoom da forma de onda da corrente do rotor (Ira).

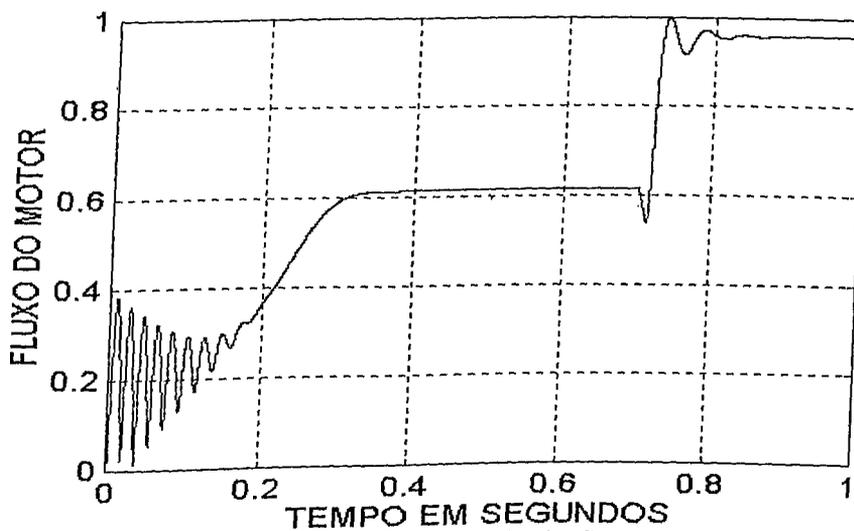


Figura 3.43 – Forma de onda do fluxo do motor.

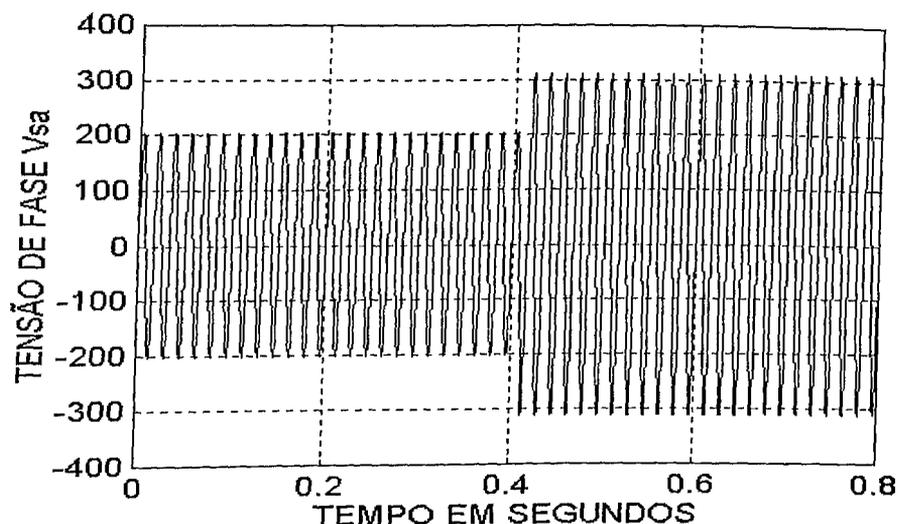


Figura 3.44 – Forma de onda da tensão de fase do motor.

Verifica-se neste tipo de acionamento que mesmo reduzindo-se a tensão inicial aplicada ao motor, na mudança do tap de tensão ocorreu um pico de corrente, como pode ser comprovado nas figuras 3.34 (IIa) e 3.36 (Ia). Sendo após normalizadas na corrente nominal em regime. Neste modelo de partida apresentado pela Simiens[29] verificamos que na mudança de tensão aplicada ao motor, a corrente também vai a zero antes do pico de corrente em plena tensão. Portanto, este sistema de partida também apresenta uma descontinuidade no fluxo de corrente e conseqüentemente na velocidade e conjugado.

3.3.4.2 - Simulação da partida com 65% da tensão nominal em carga nominal.

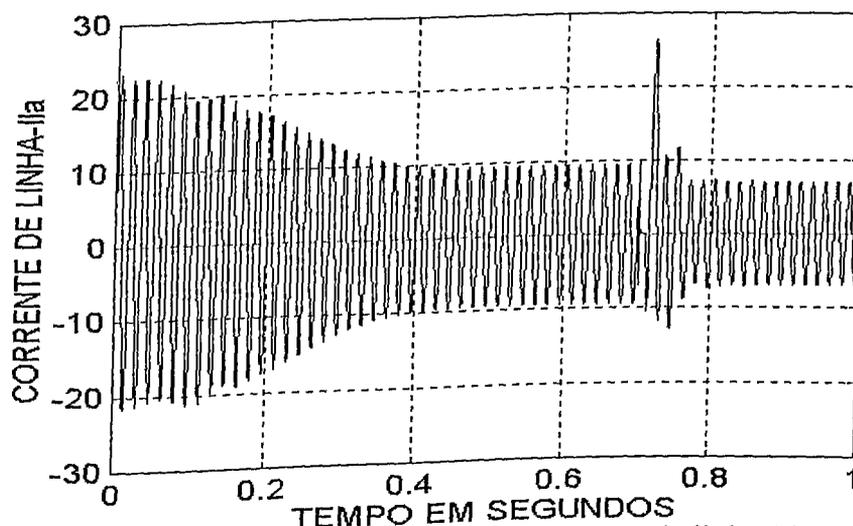


Figura 3.45 - Forma de onda da corrente de linha (IIa).

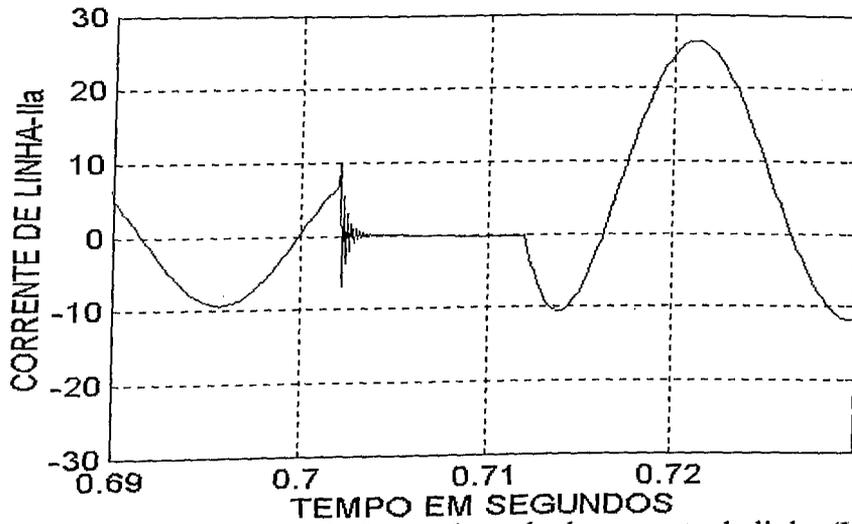


Figura 3.46 – Zoom da forma de onda da corrente de linha (IIa).

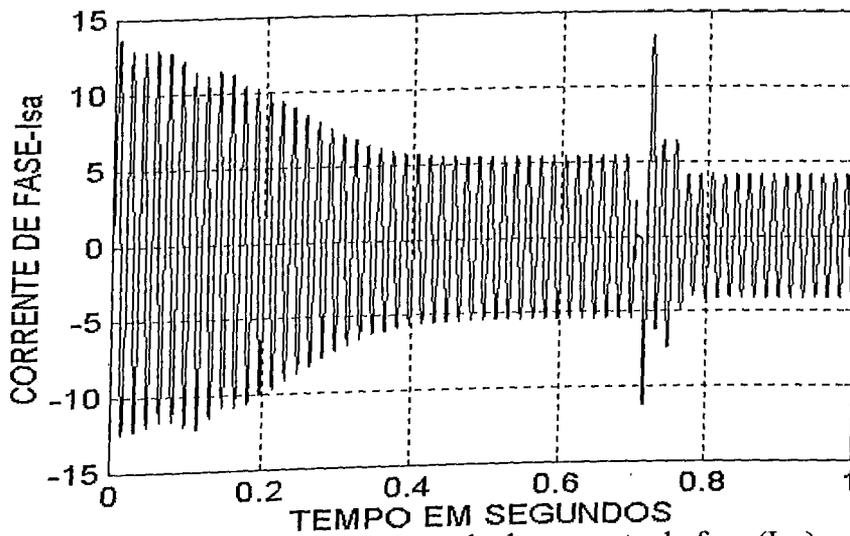


Figura 3.47 - Forma de onda da corrente de fase (Ia).

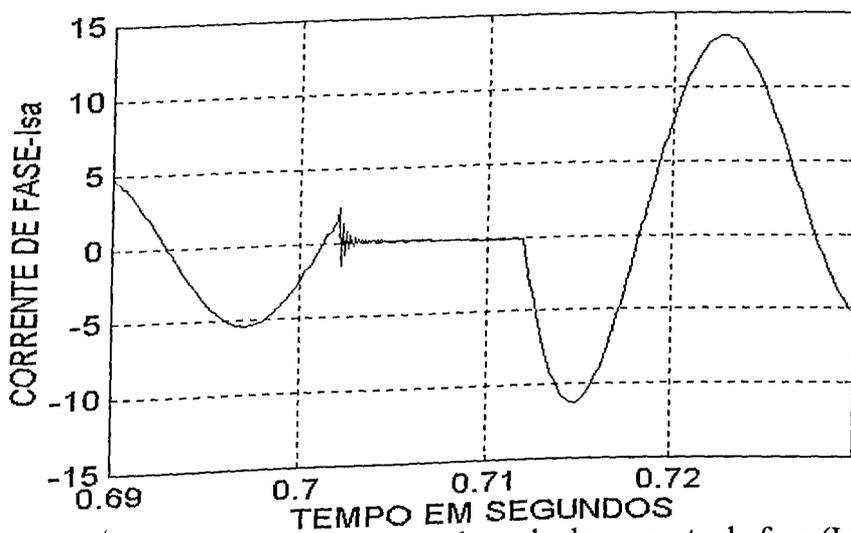


Figura 3.48 – Zoom da forma de onda da corrente de fase (Ia).

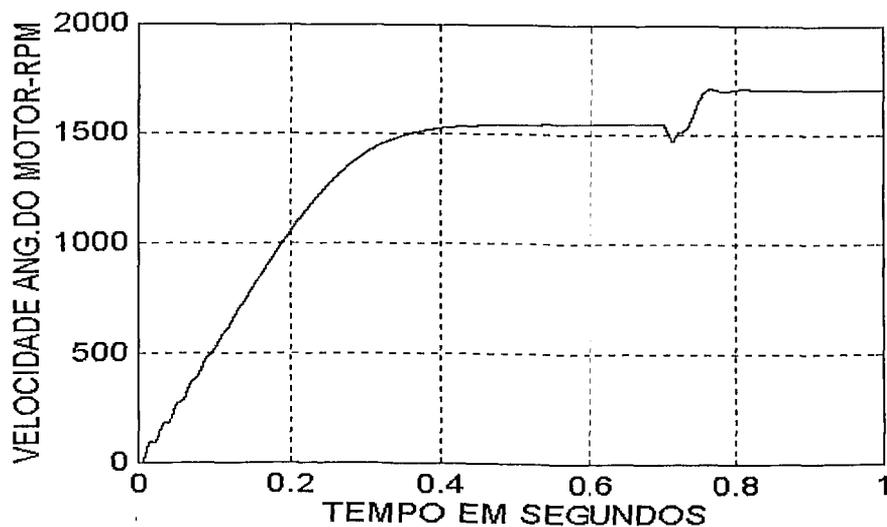


Figura 3.49 - Forma de onda da velocidade angular do motor.

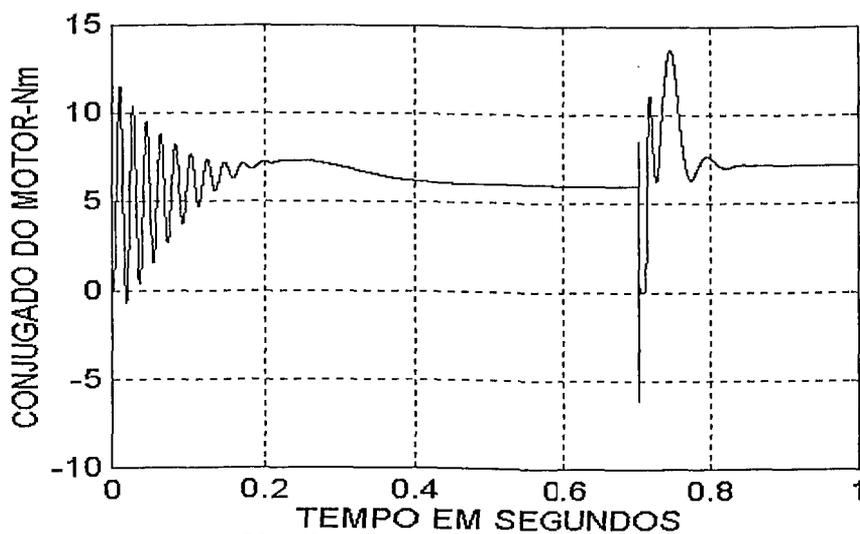


Figura 3.50 - Forma de onda do conjugado do motor.

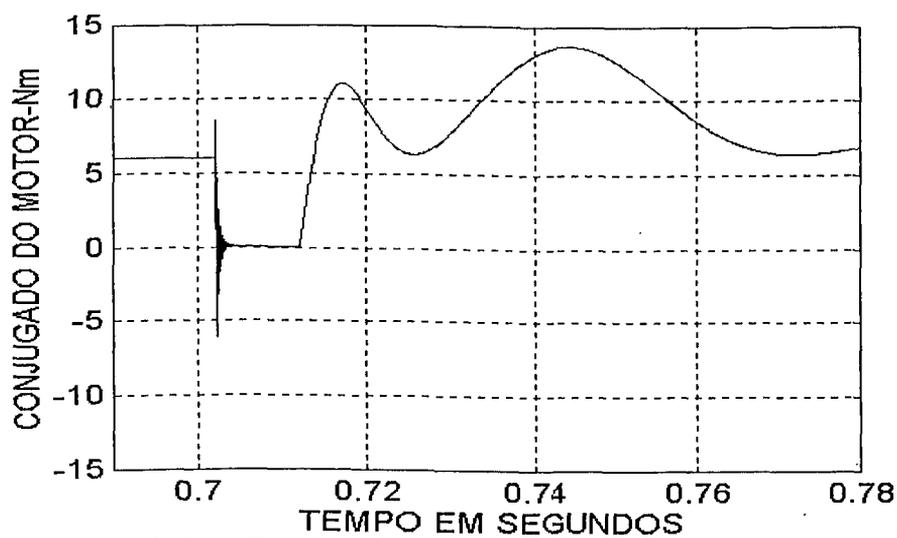


Figura 3.51 - Zoom da forma de onda do conjugado do motor.

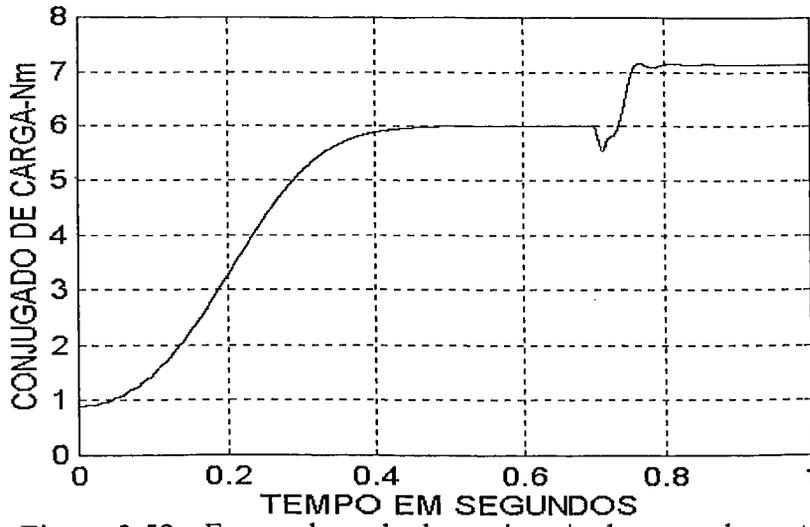


Figura 3.52 - Forma de onda do conjugado de carga do motor.

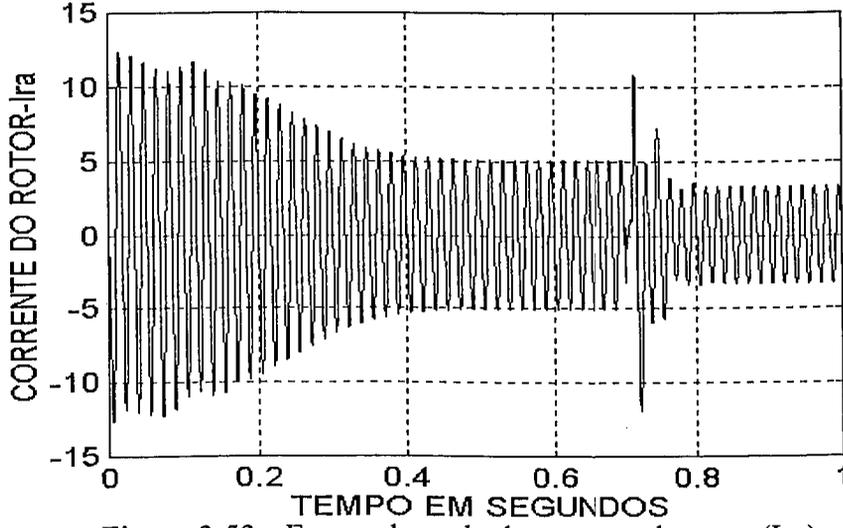


Figura 3.53 - Forma de onda da corrente do rotor (Ira).

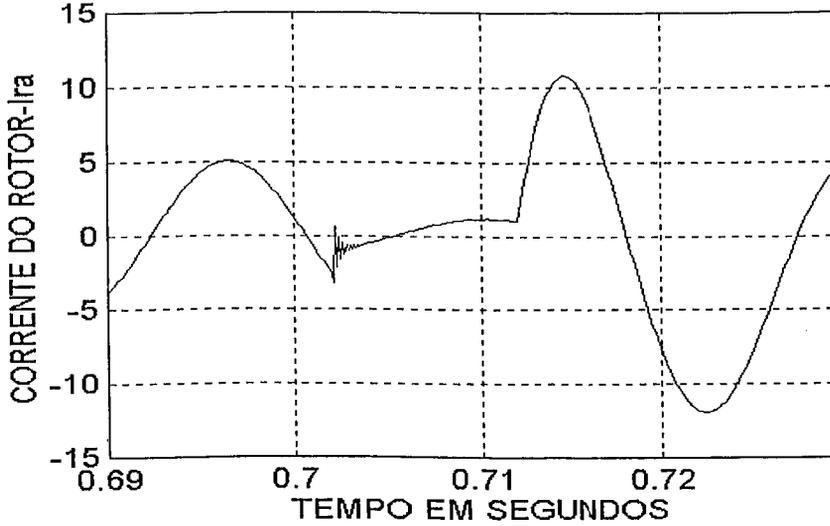


Figura 3.54 - Zoom da forma de onda da corrente do rotor (Ira).

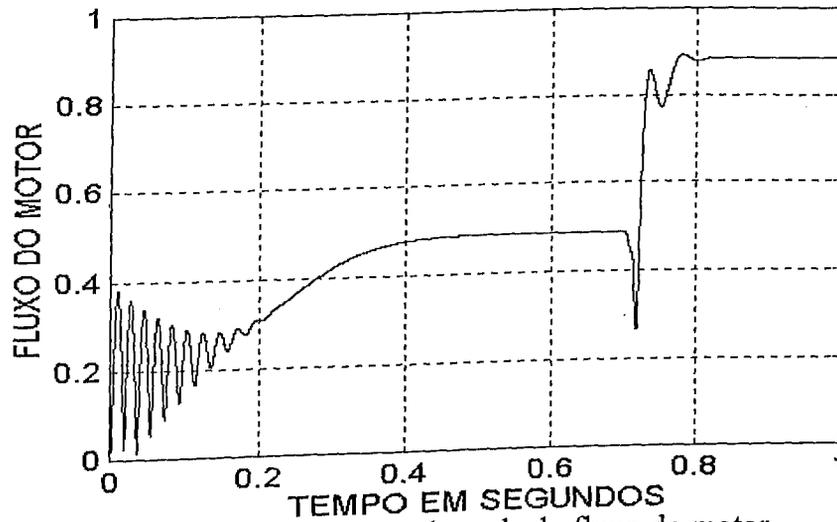


Figura 3.55 - Forma de onda do fluxo do motor.

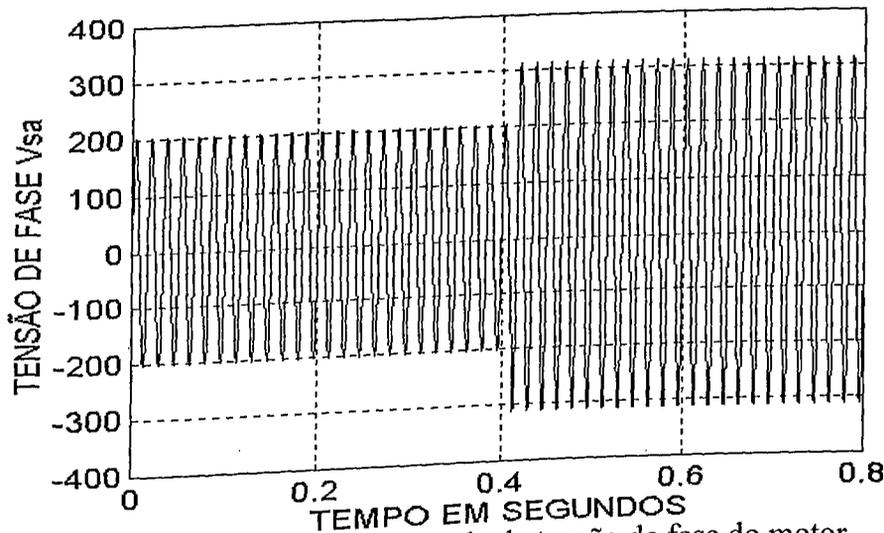


Figura 3.56 - Forma de onda da tensão de fase do motor.

Nesta simulação verificou-se que mesmo reduzindo-se a tensão inicial aplicada ao motor, na mudança do tap de tensão ocorreu um pico de corrente, como pode ser comprovado nas figuras 3.45 (IIa) e 3.47 (Ia). Sendo após normalizadas na corrente nominal em regime. Neste modelo de partida apresentado pela Siemens[29] verificamos que na mudança de tensão aplicada ao motor, a corrente também vai a zero antes do pico de corrente em plena tensão. Portanto, este sistema de partida também apresenta uma descontinuidade no fluxo de corrente e consequentemente na velocidade e conjugado.

3.3.5 - Simulação partida suave sem carga.

Desenvolveu-se agora uma simulação, onde o motor de indução de rotor em gaiola, conectado em triângulo, e acoplado ao sistema de carga desenergizada foi submetido a uma alimentação com tensões e correntes controladas. Observe os resultados abaixo:

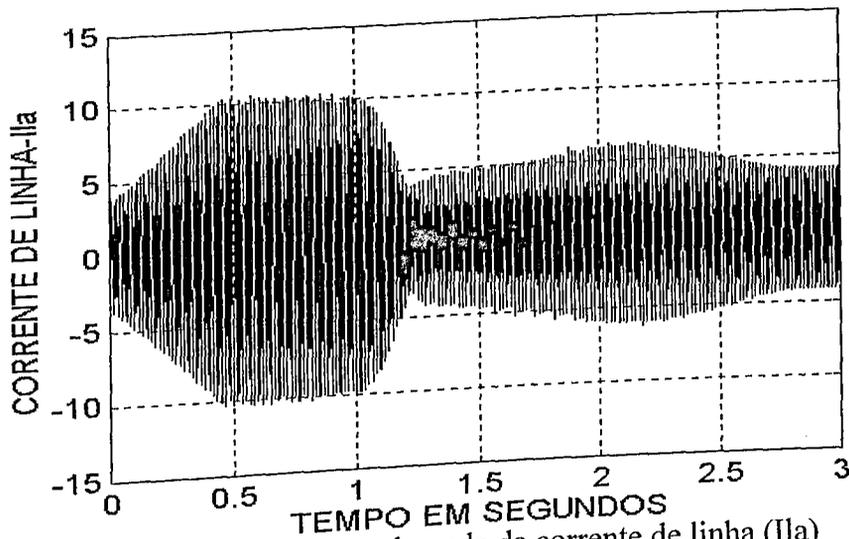


Figura 3.57 - Forma de onda da corrente de linha (Ia)

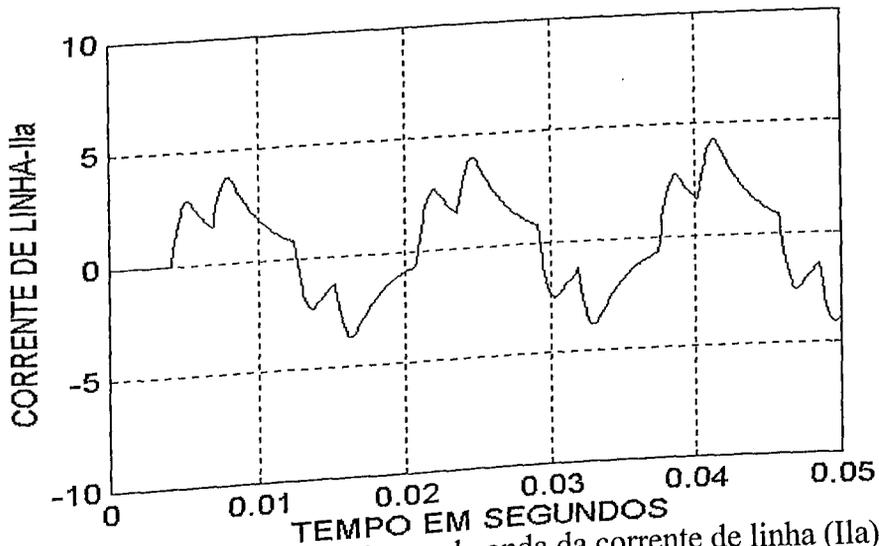


Figura 3.58 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (Ia)

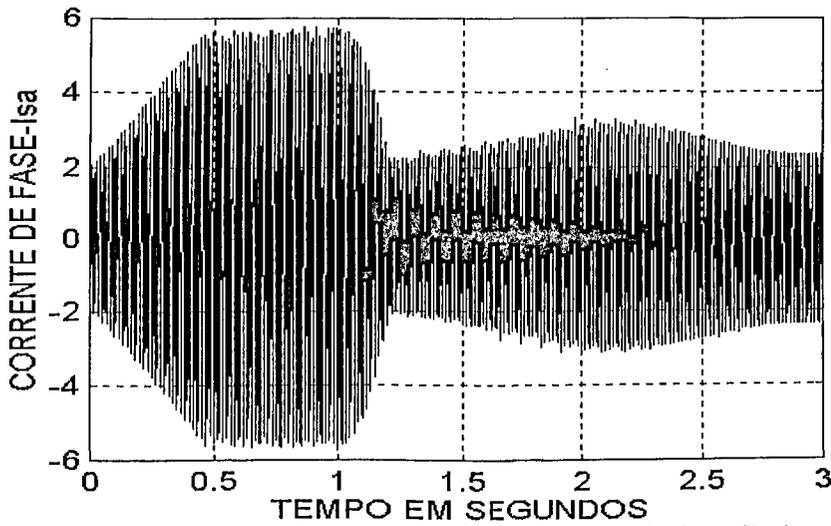


Figura 3.59 - Forma de onda da corrente de fase (Isa)

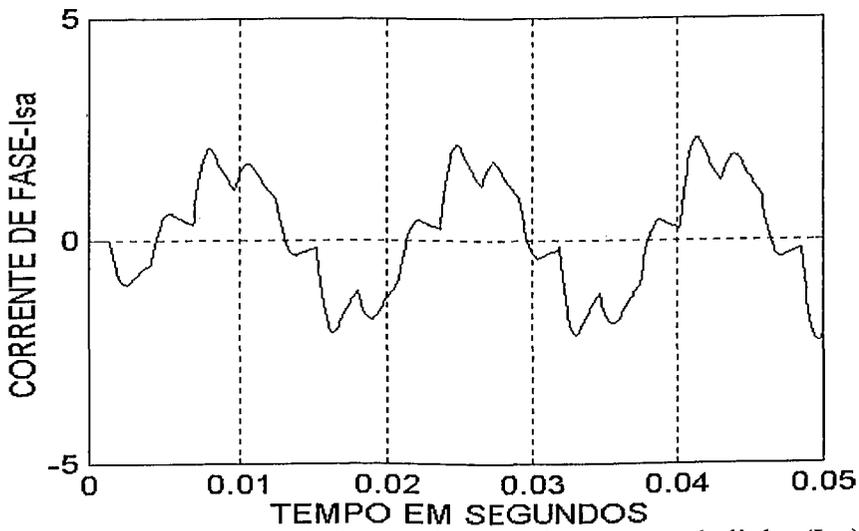


Figura 3.60 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (Isa)

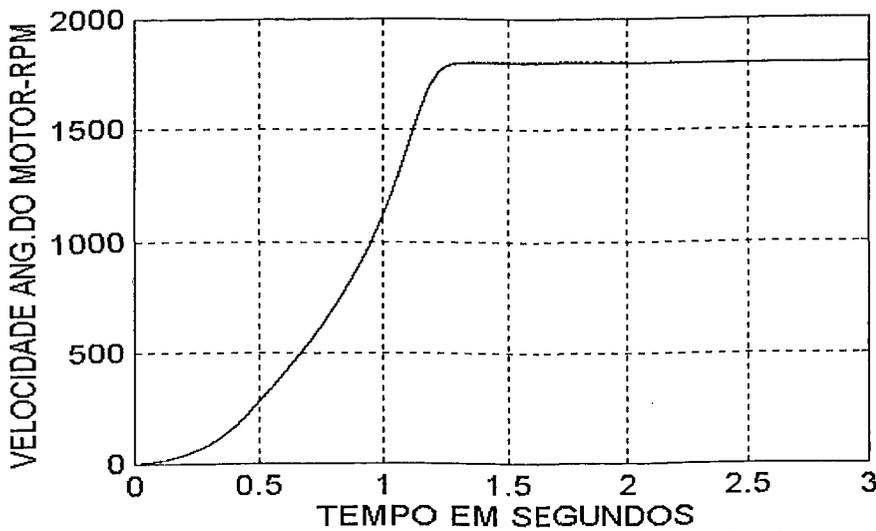


Figura 3.61 - Forma de onda da velocidade angular do motor.

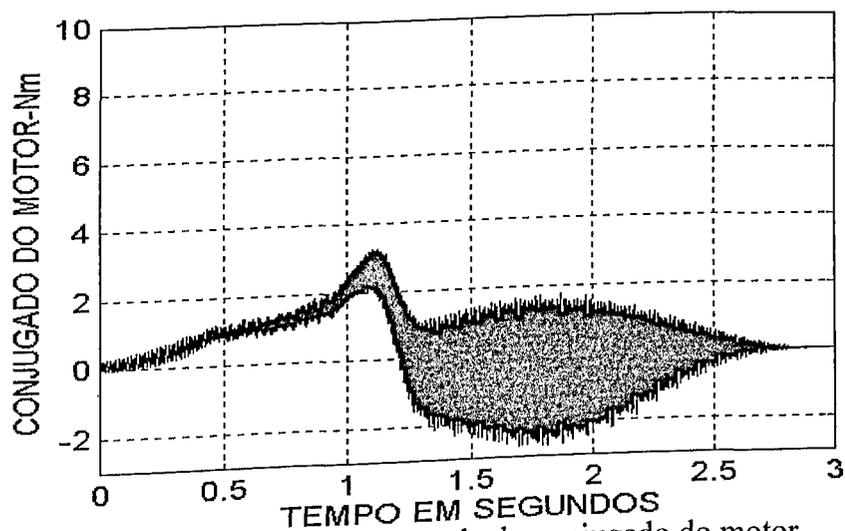


Figura 3.62 - Forma de onda do conjugado do motor.

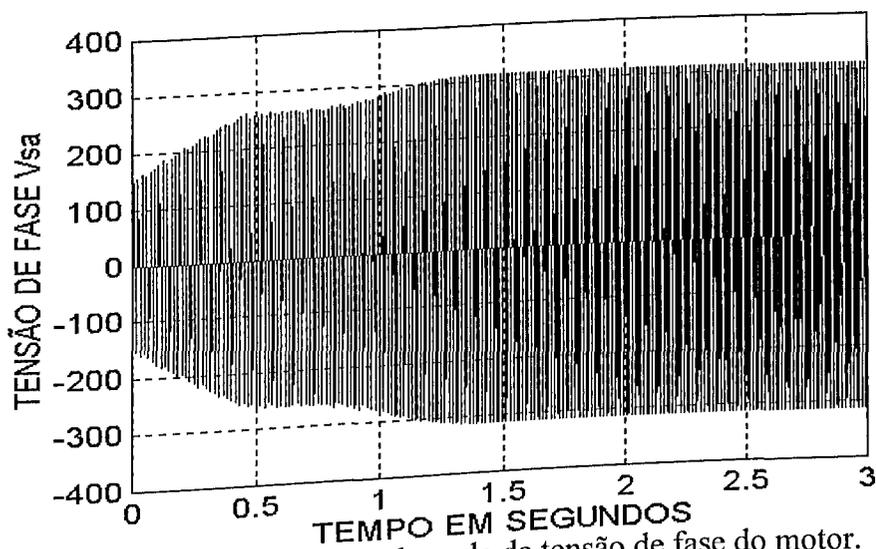


Figura 3.63 - Forma de onda da tensão de fase do motor.

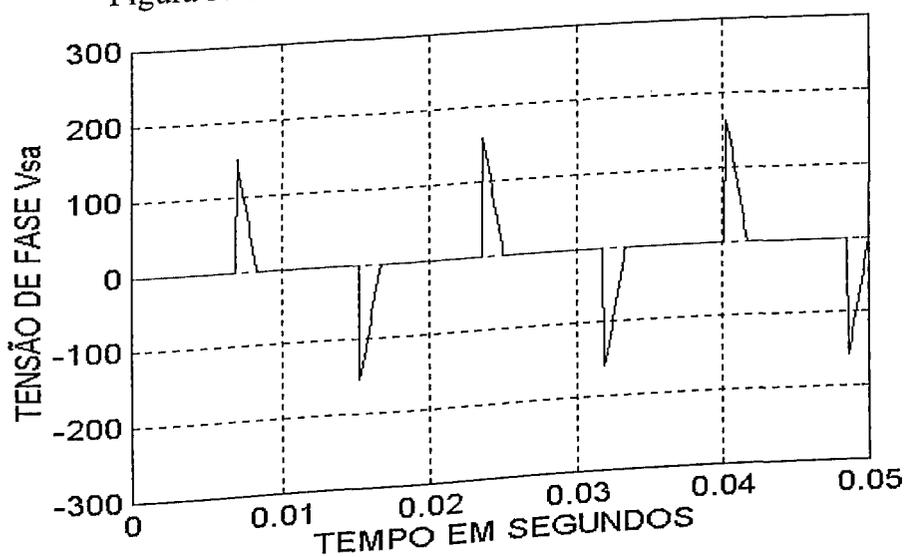


Figura 3.64 - Zoom da forma de onda da tensão de fase do motor.

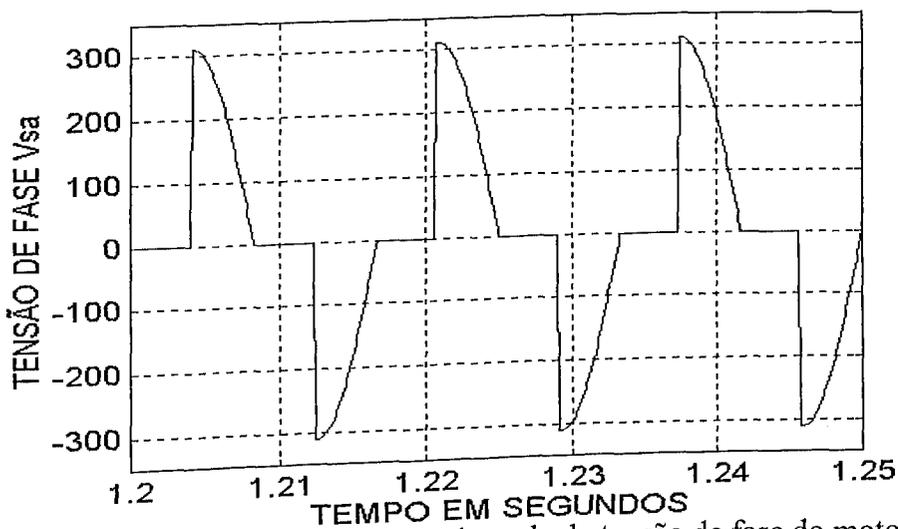


Figura 3.65 – Zoom da forma de onda da tensão de fase do motor.

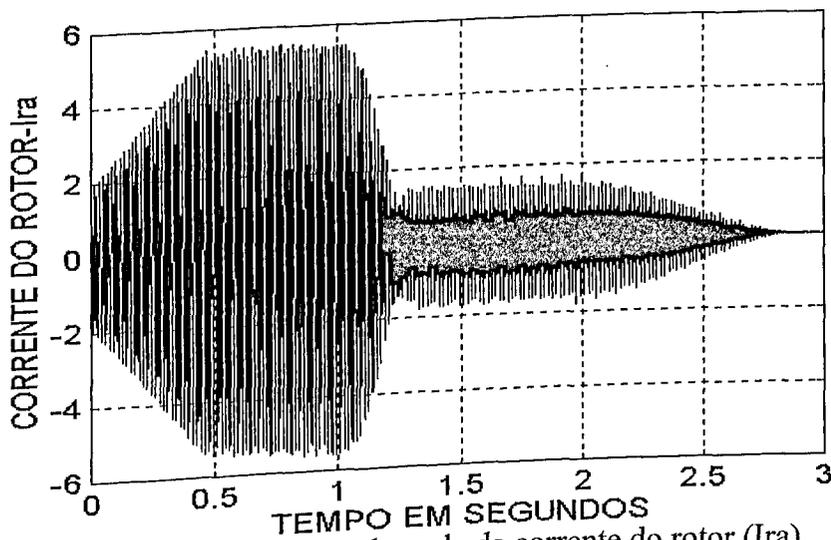


Figura 3.66 – Forma de onda da corrente do rotor (I_{ra}).

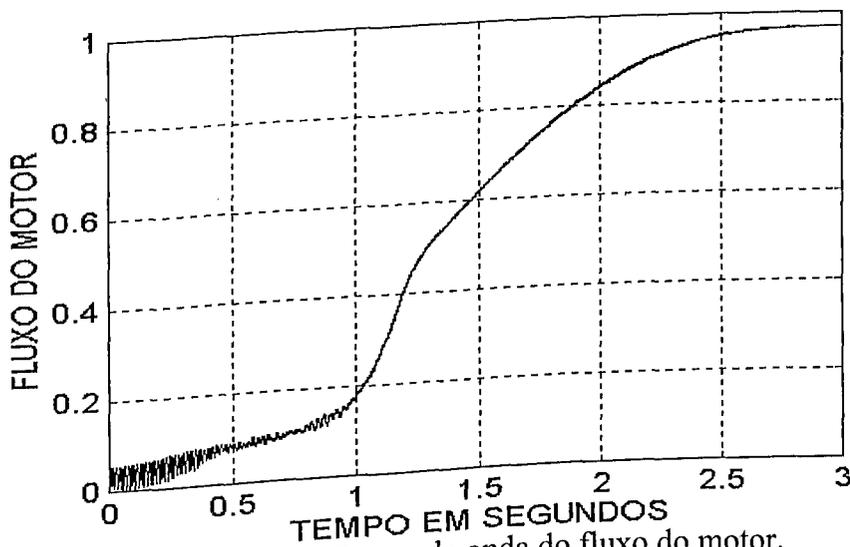


Figura 3.67 – Forma de onda do fluxo do motor.

Pode-se constatar na figura 3.57 que a corrente de linha foi limitada em 10 amperes, e após entrar em regime permanente a corrente estabilizou-se em 4 amperes. Na figura 3.59 mostra que a corrente de fase foi limitada em uma corrente máxima de partida de aproximadamente 5.5 amperes, que, entrando em regime permanente normalizou-se em aproximadamente 2.25 amperes. Portanto, durante a simulação a corrente de partida atingiu o máximo de 2.5 vezes a corrente nominal do motor em regime, que, como visto anteriormente em condições de partida direta sem carga esta relação (I_p/I_n) aproximou-se de 8.

A figura 3.61 mostra que a velocidade não apresentou mudança, atingindo aproximadamente 1800 rpm, devido o motor estar sem carga.

A figura 3.62 mostra o conjugado desenvolvido pelo motor de indução, apresentando uma elevação máxima na ordem de 3 Nm, sendo que na partida direta este valor aproxima-se de 27 Nm, na partida estrela-triângulo chega-se a um valor de 9 Nm e na partida com chave compensadora este valor aproxima-se de 10 Nm. Nota-se que existem pequenas oscilações no conjugado devido à alimentação controlada, ou seja, não senoidal. Entretanto, observa-se um período onde houve oscilações maiores no conjugado, devido as correntes ainda estarem em processo de normalização no valor nominal em regime.

3.3.6 - Simulação partida suave com carga.

Nesta simulação, o motor de indução de rotor em gaiola, com carga e conectado em triângulo foi submetido a uma alimentação com tensões e correntes controladas. Os resultados são mostrados a seguir:

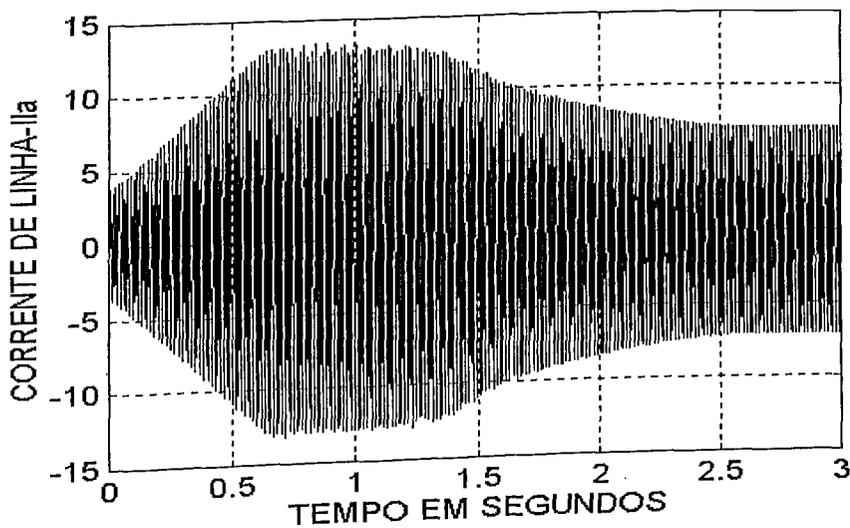


Figura 3.68 - Forma de onda da corrente de linha (IIa)

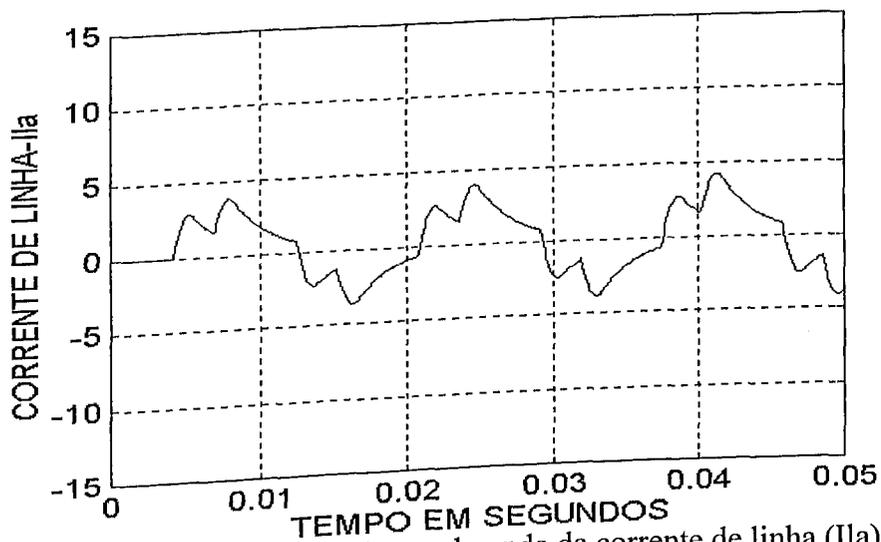


Figura 3.69 - Zoom da forma de onda da corrente de linha (IIa)

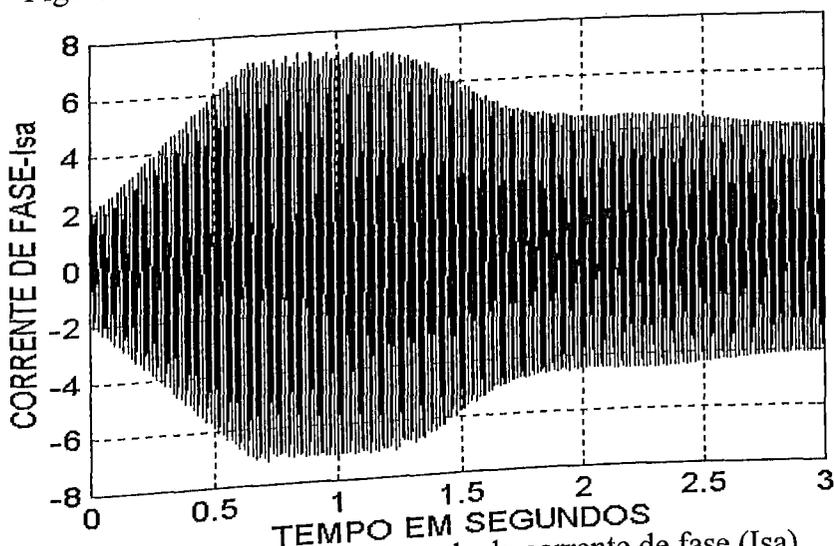


Figura 3.70 - Forma de onda da corrente de fase (Ia)

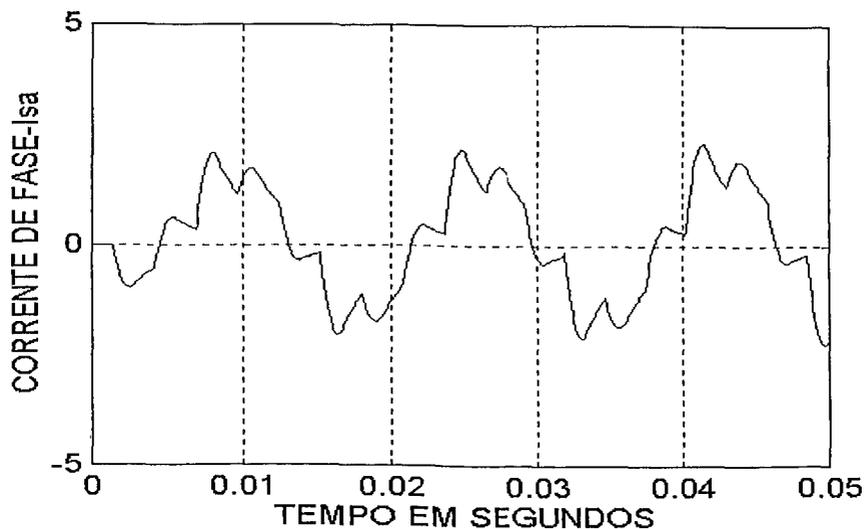


Figura 3.71 - Zoom da forma de onda da corrente de fase (I_{sa})

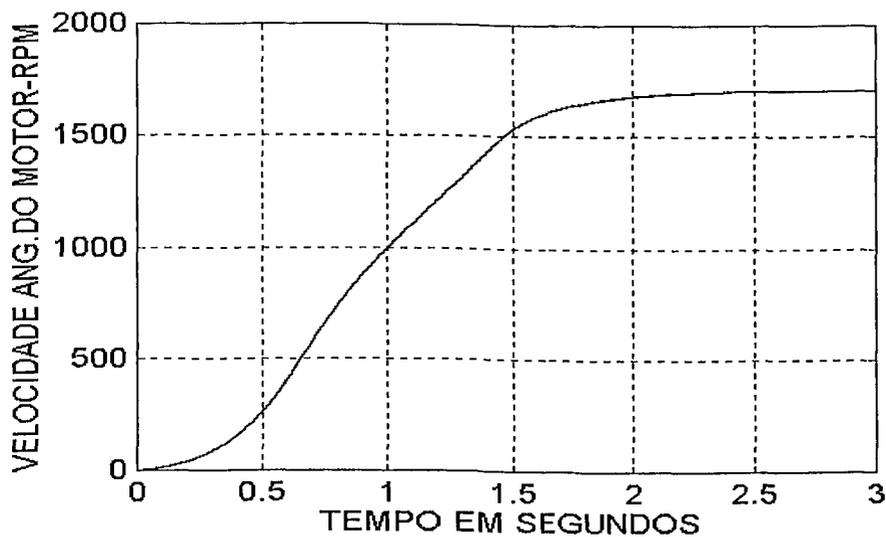


Figura 3.72 - Forma de onda da velocidade angular do motor.

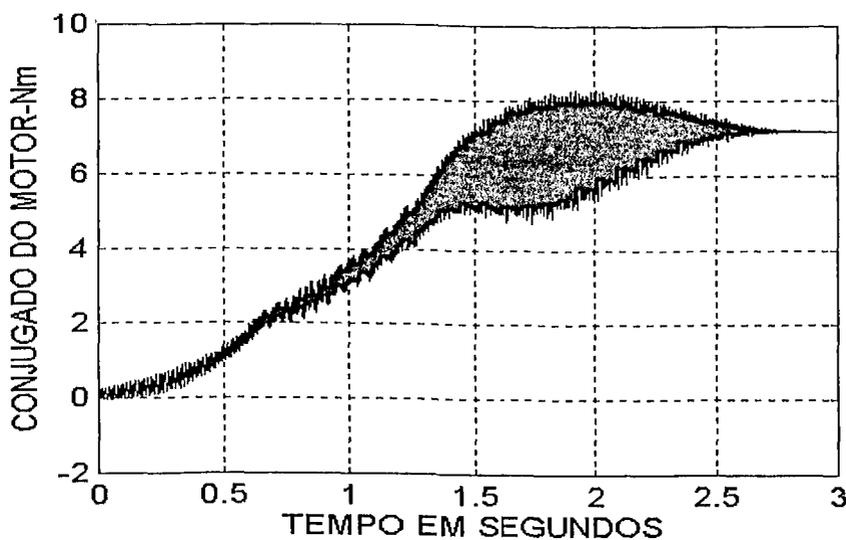


Figura 3.73- Forma de onda do conjugado do motor.

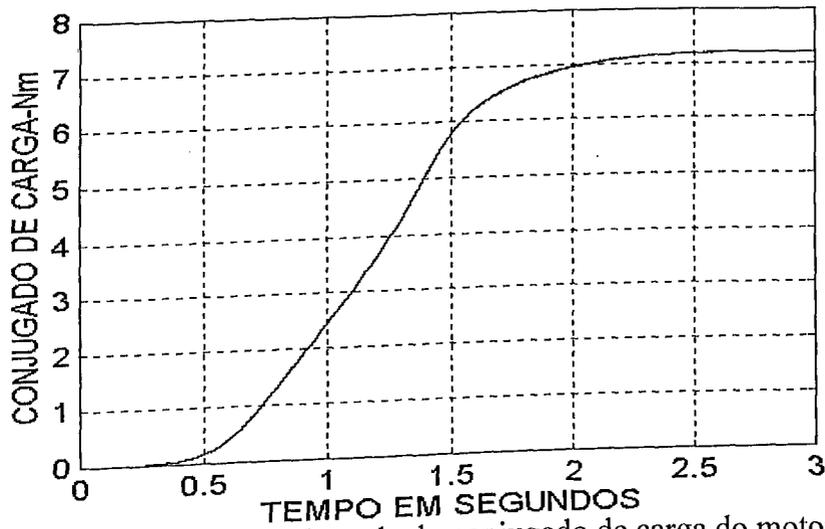


Figura 3.74- Forma de onda do conjugado de carga do motor.

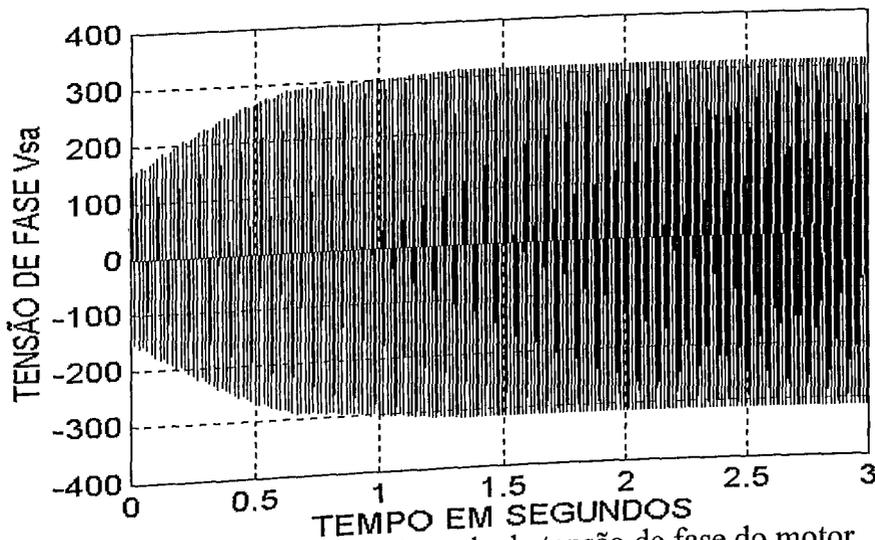


Figura 3.75 - Forma de onda da tensão de fase do motor.

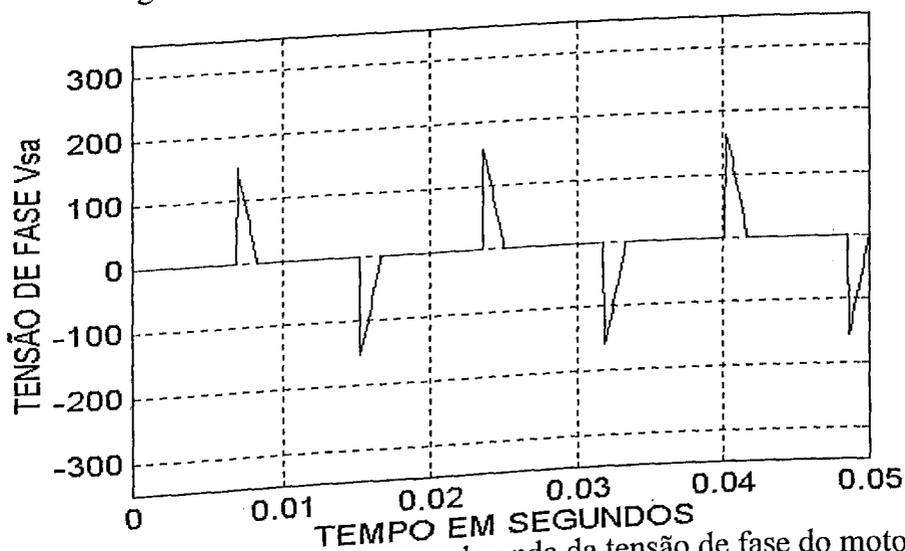


Figura 3.76 - Zoom da forma de onda da tensão de fase do motor.

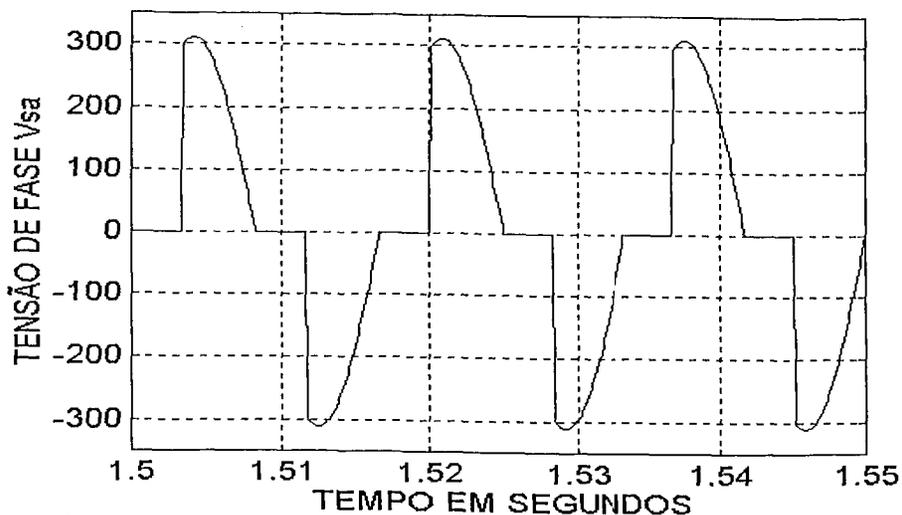


Figura 3.77 – Zoom da forma de onda da tensão de fase do motor.

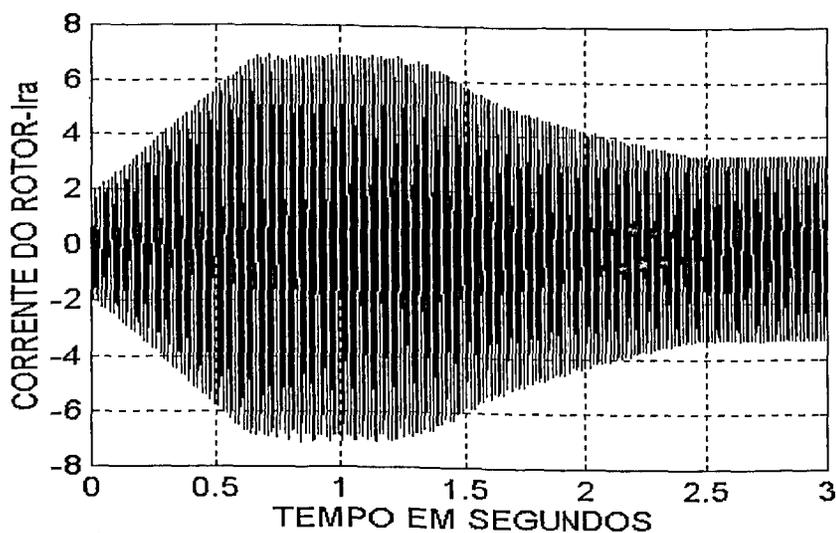


Figura 3.78 – Forma de onda da corrente do rotor (I_{ra}).

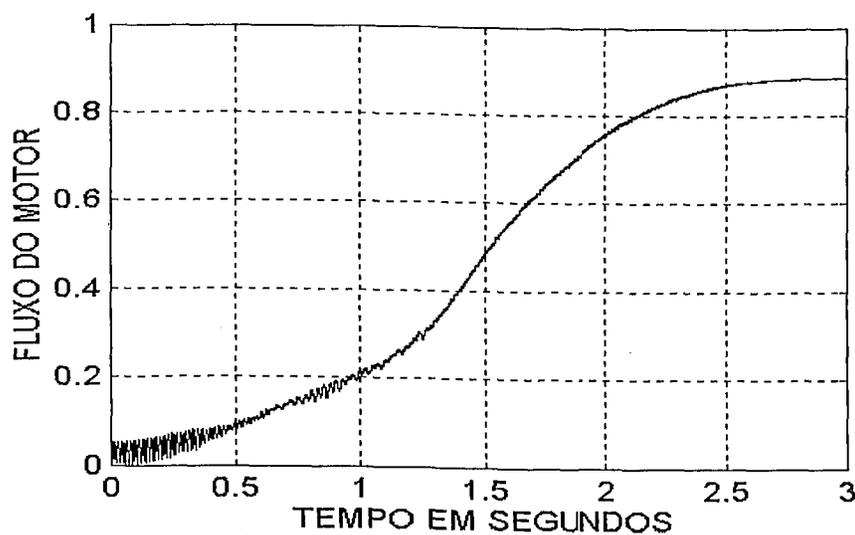


Figura 3.79 – Forma de onda do fluxo do motor.

CAP.III - Modelagem Matemática e Simulações.

Pode-se constatar na figura 3.68 que a corrente de partida de linha foi limitada em aproximadamente 13 amperes, e após entrar em regime permanente a corrente estabilizou-se em mais ou menos 7 amperes. A figura 3.70 mostra que a corrente de fase foi limitada em uma corrente máxima de partida de aproximadamente 7 amperes, que, entrando em regime permanente normalizou-se em aproximadamente 4 amperes. Estes valores de correntes foram escolhidos experimentalmente com o propósito deste modelo do motor partir e atingir o regime permanente sem consumir elevadas correntes. Portanto, durante a simulação a corrente de partida atingiu aproximadamente 2 vezes a corrente nominal do motor em regime, que, como visto anteriormente em condições de partida direta com carga esta relação (I_p/I_n) aproximou-se de 5.

A figura 3.73 mostra o conjugado desenvolvido pelo motor de indução, apresentando uma elevação máxima na ordem de 8 Nm, sendo que na partida direta este valor aproximou-se de 27 Nm, na partida estrela-triângulo chegou-se a 17 Nm e na partida com chave compensadora este valor aproximou-se de 14 Nm. Nota-se que existem pequenas oscilações no conjugado devido à alimentação controlada, ou seja, não senoidal. Entretanto, observa-se um período onde houve oscilações maiores no conjugado, devido as correntes ainda estarem em processo de normalização no valor nominal em regime.

A figura 3.72 traz o perfil da velocidade angular em função do tempo. A máquina atinge o regime permanente operando numa velocidade de aproximadamente 1706 rpm, que é aproximadamente o valor indicado pelo fabricante que é de 1690 rpm para a mesma condição de operação. A única diferença com relação à velocidade da simulação de partida direta com carga (figura 3.12) é o tempo de partida, pois na simulação controlada este tempo é bem maior devido ao tempo gasto no controle da corrente.

Observa-se também que durante o período em que a corrente estava sendo controlada, todos os parâmetros como velocidade, conjugado do motor, apresentaram variações ou oscilações, devido ao chaveamento (variação do ângulo de disparo) dos triac's para controle da tensão e corrente.

CAPÍTULO IV

CONVERSOR TIRISTORIZADO PARA PARTIDA DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO - “SOFT-STARTER”

4.1 – INTRODUÇÃO

Atualmente as indústrias brasileiras vêm sofrendo mudanças em suas instalações elétricas em função da constante modernização tecnológica do parque industrial e dos preços dos seus equipamentos, que se tornam cada vez mais acessíveis.

Entretanto, não é difícil encontrar indústrias supridas por redes não compatíveis com as cargas a serem alimentadas, exigindo-se um grande esforço elétrico e mecânico da rede, do transformador e, principalmente, do próprio motor durante a partida.

Uma solução simples e que a cada dia torna-se mais acessível para suavizar a partida de motores de indução trifásicos são os equipamentos tiristorizados, conhecidos como “Soft-Starters”.

Esse equipamento permite uma partida suave usando simplesmente tiristores em antiparalelo (triac's) conectados em série com cada fase do estator. Os triac's são chaves semi-condutoras controláveis por um sinal de gate, que dependendo do ângulo de disparo deste sinal permite o controle da intensidade da tensão aplicada ao motor.

O sistema aqui proposto é controlado por microprocessador onde a amplitude da corrente de partida com relação à corrente nominal do motor é programável de zero a 100% da relação I_p/I_n original do motor.

Quando comparado com os métodos convencionais de partida (estrela-triângulo, autotransformador) esse sistema apresenta as seguintes vantagens:

- Volume menor
- Sistema estático
- Operação silenciosa

CAP.IV - Conversor tiristorizado para partida de motor de indução trifásico-“Soft-Starter”

- Maior confiabilidade do sistema
- Controla a aceleração do motor na partida
- Controla o tempo de desaceleração do motor
- Controla a corrente de partida em índices aceitáveis
- Melhora a qualidade de energia, pois diminui as quedas de tensões no sistema supridor
- Baixo índice de manutenção
-

Na realização deste trabalho, será utilizado um microcomputador associado através de uma interface de três portas paralelas a conversores analógico/digital e digital/analógico que controlaram os ângulos de disparo dos tiritores, sendo toda estratégia de controle desenvolvida via software em linguagem C (APÊNDICE B).

4.2 - DESCRIÇÃO DO EQUIPAMENTO

O esquema do projeto proposto é mostrado no diagrama de blocos da, Figura 4.1 onde, o microcomputador através de um programa de controle, recebe informações sobre a partida do motor de indução, analisa e compara com os limites prefixados e envia outra informação aos circuitos eletrônicos para obter total controle da partida. É importante salientar que posteriormente este microcomputador pode ser substituído por um microcontrolador.

O microcomputador comunica-se com a interface I/O, baseada no circuito integrado 8255 da Intel, que consiste de três portas paralelas programáveis, onde as portas A e B foram utilizadas, respectivamente, para entrada e saída de dados e a porta C para saída dos bits de controle dos conversores. A interface é acoplada ao micro através de um dos slots de expansão de hardware ISA disponíveis nos PC's.

A programação da porta paralela é feita pelo micro, que envia, no início da execução do programa de controle, uma palavra de 8 bits determinando o sentido do fluxo de dados em cada porta.

Dois bits da porta C da interface são responsáveis pelo controle do conversor A/D, enviando-lhes os pulsos de início de conversão (R/C), habilitação (CS) e seleção do byte de saída (BYTE).

CAP.IV - Conversor tiristorizado para partida de motor de indução trifásico-“Soft-Starter”

Outro sinal vindo do processo, corresponde à corrente em um dos enrolamentos do motor trifásico, colhido através de um sensor de efeito hall e imediatamente transformado em tensão, para ser entregue a um conversor AC/DC que transforma o sinal de tensão alternada de entrada em um sinal correspondente contínuo de saída. Este sinal foi amostrado por intermédio de um transformador de corrente (TC), que também promove a isolação do controle eletrônico em relação à rede elétrica.

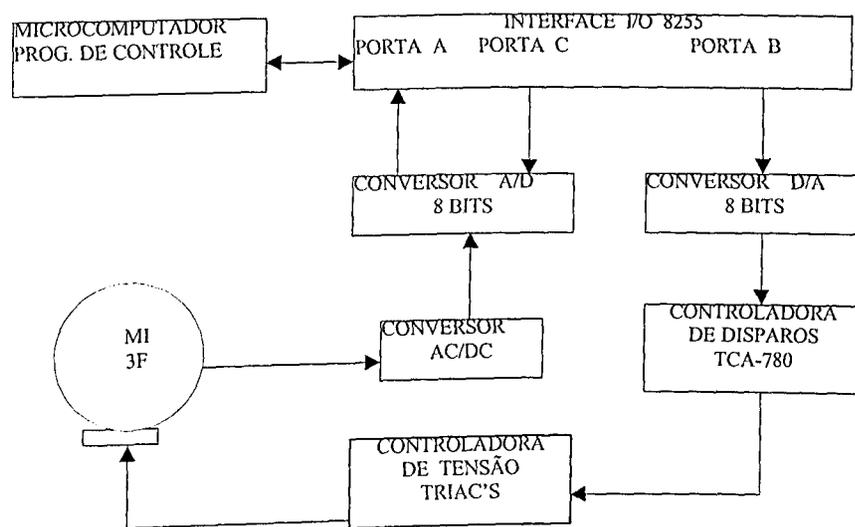


Figura 4.1 - Diagrama de Blocos do Projeto Soft Starter.

O sinal contínuo de saída é enviado a um conversor analógico-digital (A/D) de 8 bits ADC0808 da National Semiconductors, que possui 8 entradas analógicas independentes podendo ser utilizadas para a leitura de tensão e corrente de um sistema elétrico monofásico ou trifásico, bastando para isso acrescentar TP's, TC's e conversores AC/DC empregados.

O sinal digital vindo deste conversor é enviado ao microcomputador através da porta A da interface I/O para ser entregue ao programa de controle, que após análise determinará as correções a serem feitas no sistema.

Esse byte de dados de correção é enviado pelo microcomputador através da porta B da interface I/O a um conversor digital-analógico (D/A) DAC0800 da National Semiconductors com resolução de 8 bits, suficiente para o controle de potência, fornecendo 255 níveis distintos de tensão DC que resultará cada um respectivamente em um sinal

CAP.IV - Conversor tiristorizado para partida de motor de indução trifásico-“Soft-Starter”

analógico utilizado para o controle de ângulos de disparos dos tiristores, controlando assim a tensão aplicada ao motor de indução.

4.3 – INTERFACE

A interface apresentada nesse projeto é baseada no circuito integrado 8255 (PIO – porta paralela de entrada e saída programável) a qual poderá ser conectada a micros compatíveis com o PC XT/AT etc.

A placa de interface desenvolvida destina-se à comunicação dos PC's com o sistema de partida através de 3 portas paralelas de 8 bits cada, programáveis independentemente via software.

Iremos começar pelo mapa de entrada e saída I/O do PC, bem como pelos sinais disponíveis nos slots, para os circuitos de expansões de I/O .

A comunicação entre a placa e o micro se dá através de slot disponíveis nos PC's, utilizando endereços de expansão de hardware entre 200h até 3FFh selecionáveis conforme a tabela 4.1.

Endereços Reservados para Expansão (Slots)	
Endereço	Cartão Periférico (Placa)
200 – 20F	Controladora de Jogos
210 – 217	Unidade de Expansão
220 – 24F	Reservado
278 – 27F	Reservado
2F0 – 2F7	Reservado
2F8 – 2FF	Comunicação Assíncrona (Secundária)
300 – 31F	Cartão de Protótipo
320 – 32F	Disco Rígido
378 – 37F	Impressora
380 – 38C	Comunicação Padrão SDLC
380 – 389	Comunicação Padrão BSC (Secundária)
3A0 – 3A9	Comunicação Padrão BSC (Primária)
3B0 – 3BF	Vídeo/Impressora
3C0 – 3CF	Reservado
3D0 – 3DF	Vídeo Colorido/Gráfico
3E0 – 3EF	Reservado
3F0 – 3F7	Disco Flexível
3F8 – 3FF	Comunicação Assíncrona (Primária)

Tabela 4.1 - Endereços de expansão de hardware dos PC's.

CAP.IV - Conversor tiristorizado para partida de motor de indução trifásico-“Soft-Starter”

Observando bem a tabela, veremos várias faixas de endereços disponíveis para a instalação de futuras placas. Entre os endereços temos de 220h a 2F7h disponíveis ou reservados justamente para interfaces de funções ‘especiais’, exatamente o nosso caso.

Em todos os PC’s, tem-se à disposição os sinais nos slots, os quais vai-se estudar pino a pino os sinais disponíveis à expansão do equipamento, conforme Figura 4.2.

- Pinos B1, B10, B31 GND (terra)
- Pinos B3, B29 + 5Vcc
- Pino B5 - 5Vcc
- Pino B7 - 12Vcc
- Pino B9 +12Vcc
- Pinos B4, B21 a B25 - IRQ1 a IRQ7 – são pinos de input(entrada). Estes sinais são enviados pelas placas ou interfaces conectadas aos slots. Eles indicam que uma determinada placa (periférico) está pedindo uma interrupção, ao micro, para utilizar o barramento – IRQ7 tem a menor prioridade enquanto que IRQ2 tem a maior prioridade.
- Pino B2 – RESET DRV – sinal de saída. É utilizado para resetar todo o sistema ao mesmo tempo (todas as placas contidas nos slots). Este sinal é ativo em nível lógico 1 e o mesmo só ocorre quando ligamos o microcomputador, ou resetamos o mesmo por HARDWARE.
- Pino B20 – CLK – sinal de saída. Este sinal é gerado pelo circuito integrado 8284 (gerador de clock do IBM PC, o qual determina em conjunto com os cristais utilizados a velocidade de trabalho do equipamento.
- Pino B30 – OSC. Este sinal vem do cristal do micro, e tem como função gerar a frequência de trabalho necessária para a placa controladora de vídeo.
- Pino B28 – ALE – sinal de saída. Os micros PC são chamados micros de 16 bits, mas na realidade o microprocessador 8088, utilizado nesses equipamentos, possui externamente um barramento (BUS) de 8 bits e internamente um barramento de 16 bits (Interno ao CI). Foi acrescentado ao circuito do PC o circuito integrado 8288, que é um controlador de barramento . Este CI tem como função controlar a demultiplexação entre o barramento de dados e endereços, pois são utilizados os 8 bits menos significativos, da linha de endereços, como linha de dados. O sinal ALE é ativo em nível alto e significa ADDRESS LATH ENABLE, ou seja trava de habilitação de endereço.

CAP.IV - Conversor tiristorizado para partida de motor de indução trifásico-“Soft-Starter”

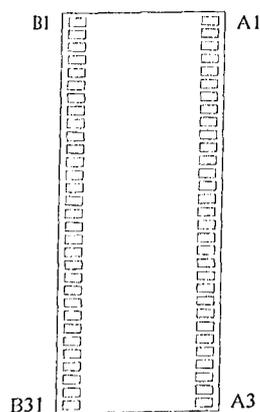


Figura 4.2 - Configuração da pinagem dos slots dos PC's.

- Pinos A12 a A31 - São as 20 linhas de endereços A0 a A19 do PC, e são utilizadas para o endereçamento de memória e de I/O. Iremos utilizar algumas dessas linhas em nosso circuito.
- Pino B14 – IOR – Sinal de saída. Ativo em 0 indica para o sistema que está ocorrendo uma operação de leitura de I/O . Usaremos esse sinal em nossa interface.
- Pino B13 – IOW- Sinal de saída. Também ativo em 0, indica para o sistema que está sendo realizada uma operação de escrita em I/O . Utilizaremos esse sinal em nosso circuito.
- Pino B12 – MEMR – Sinal de saída. Ativo em 0 indica para o sistema que estamos realizando uma operação de leitura em memória.
- Pino B11 – MEMW – Sinal de saída. Ativo em 0 indica para o sistema que estamos realizando uma operação de escrita em memória.
- Pinos B6, B16,B18 – DRQ1 a DRQ3 – Sinal de entrada . Indicam para o sistema que está sendo realizado um pedido de DMA (ACESSO DIRETO A MEMÓRIA). Estes sinais são enviados pelas placas (INTERFACES) à placa principal CPU. DRQ1 possui maior prioridade e DRQ3 a menor prioridade.
- Pinos B19, B17, B26, B15 – DACK0 a DACK3. Estes sinais de saída, ativos em 0, é a resposta do pedido de requisição de DMA efetuado pelos sinais DRQ1 – DRQ3, ou seja indica para os periféricos que o pedido de DMA foi aceito.
- Pino A11 – AEN – Sinal de saída. Ativo em 1 tem como função desligar os sinais dos periféricos que não estão envolvidos com o processo de DMA.

CAP.IV - Conversor tiristorizado para partida de motor de indução trifásico-“Soft-Starter”

- Pino B27 – T/C – sinal de saída. Ativo em 1 indica que um ciclo de DMA chegou ao seu fim.
- Pino A1 – I/O CHCK – Sinal de entrada. Ativo em 0 informa para o sistema que houve um erro no periférico ligado ao slot correspondente.
- Pino A10 – I/O CHRDY – Sinal de entrada. Ativo em 0. É utilizado para informar ao sistema que um periférico não está pronto (para ser lido ou gravado). Isto ocorre no caso de periféricos mais lentos do que o processador, tais como drives, memórias lentas, impressoras, etc.
- Pino B8 – CARD SELECT. Este sinal está interligado a todos os slots mas é disponível somente no slot de número 8. Este sinal geralmente é ativado pelo próprio cartão (periférico que está conectado no slot).

Depois desta descrição dos sinais presentes nos slots do PC e de suas respectivas funções, iremos agora estudar o CI 8255, que é uma PIO (porta paralela de entrada e saída programável). Na figura 4.3 temos a descrição dos pinos da mesma.

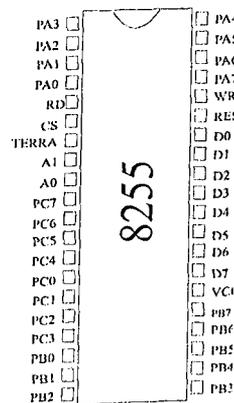


Figura 4.3 - Interface paralela de entrada e saída programável.

- D7 a D0 – I/O – Barramento de dados bidirecional ligado diretamente às linhas de dados do microcomputador.
- PA7 a PA0 – I/O – Correspondente à porta “A”.
- PB7 a PB0 – I/O – Correspondente à porta “B”.
- PC7 a PC0 – I/O – Correspondente à porta “C”.

Cada porta forma um conjunto de 8 bits para o envio ou recebimento de dados dos dispositivos de I/O. Todos os 24 bits (a soma dos 8 bits das 3 portas) podem ser

CAP.IV - Conversor tiristorizado para partida de motor de indução trifásico-“Soft-Starter”

monitoradas individualmente pela CPU. O sentido de transmissão para o periférico de I/O é selecionado via software. Veremos esse tópico logo a seguir.

- A1 a A2 – (ENTRADA) – linhas de endereços que são ligadas diretamente a linha de endereço do microprocessador. Através destas 2 linhas de endereços (A0 e A1), determina-se qual das três portas do CI 8255, será selecionada. Ver-se esse ponto logo à frente.
- RESET – Sinal de reset vindo diretamente da CPU. Este sinal tem como função limpar os registradores internos, bem como o registrador da palavra de controle
- CS – (ENTRADA) – Seleciona o CI, ou seja CHIP SELECT, ativo em 0. Este pino em 1 habilita a comunicação entre a interface (8255) e o microprocessador.
- RD – (ENTRADA) – Sinal ativo em 0 habilita a interface a enviar dados da mesma ao microprocessador.
- WR – (ENTRADA) – Sinal ativo em 0 habilita a interface a receber dados do micro.

Uma vez descrita a pinagem e função de cada pino do 8255, passa-se a estudar o seu modo de funcionamento e programação.

Este CI possui três portas de 8 bits já vistas anteriormente, as quais são divididas em dois conjuntos. O conjunto “A” é composto por PA7 a PA0 e os quatro bits mais significativos da porta “C” (PC7 a PC4). O conjunto “B” é composto por PB7 a PB0 e os quatro bits menos significativos da porta “C” (PC3 a PC0).

A programação é feita através de uma palavra de controle, fornecida pelo programa de controle, ao 8255 a qual irá determinar o modo de trabalho do mesmo. Os modos de trabalho disponíveis no 8255 são os seguintes:

- MODO 0 – As portas serão utilizadas como entradas e saídas de dados.
- MODO 1 – Neste modo as portas “A” e “B” serão entradas ou saídas de dados, sincronizadas por meio de sinais de controle ligados à porta “C”.
- MODO 2 – A porta “B” não é usada. A porta “A” será um barramento de dados bidirecional de I/O e os bits da porta “C” serão usados para controle.

Devido a complexidade apresentada nos vários modos de operação do 8255, apenas o MODO 0 será estudado.

CAP.IV - Conversor tiristorizado para partida de motor de indução trifásico-“Soft-Starter”

A tabela 4.2, mostra as combinações dos dois bits de endereço (A0 e A1) e os sinais de controle correspondentes à porta que o mesmo irá atuar.

A1	A0	Registrador
0	0	Porta A
0	1	Porta B
1	0	Porta C
1	1	Controle

Tabela 4.2 - Combinações para selecionar as portas da Interface.

No modo 0, enquanto os bits A0 e A1 definem quais as portas a serem utilizadas, os sinais de RD e WR controlam o fluxo de dados, ou seja, se os dados serão de entrada ou saída.

A programação do 8255 é realizada através de uma palavra de controle que é enviada pela CPU ao 8255. Através dessa informação, é possível definir a função das portas, ou seja, quais serão entrada e quais serão saídas. Veja a figura 4.4 com todas as possíveis combinações para a palavra de controle, e logo a seguir uma explicação de cada bit desta.

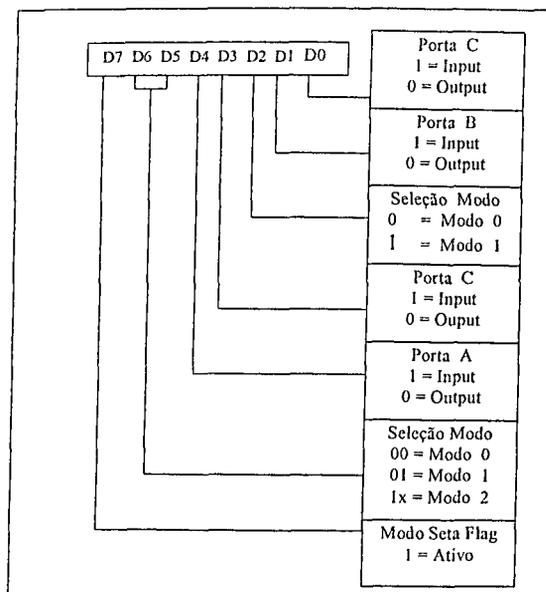


Figura 4.4 - Possíveis combinações para a palavra de controle.

No projeto, o CI 8255 foi programado para a porta A de entrada e B e C de saídas, que na tabela 3 determina que a palavra de controle é 90h, ou 144 em decimal.

CAP.IV - Conversor tiristorizado para partida de motor de indução trifásico-“Soft-Starter”

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
1	0	0	1	0	0	0	0

Analisa-se atentamente a palavra convertida em binário e compara à figura 4.4. nota-se que, devido ao fato de D6,D5,D2 estarem em nível baixo (0), foi selecionado o modo “0”. D0 e D3 estarem em nível baixo (0), determina a porta “C” de saída. D1 estar em nível baixo (0) determina a porta “B” de saída. E, finalmente D4 está nível alto(1) determina a porta “A” de entrada.

Na tabela 4.3 tem-se todas as palavras de controle e a descrição das funções de cada porta.

Palavra	PA7 – PA0	PC7 – PC4	PC3 - PC0	PB7 – PB0
80h	saída	saída	saída	saída
81h	saída	saída	entrada	saída
82h	saída	saída	saída	entrada
83h	saída	saída	entrada	entrada
88h	saída	entrada	saída	saída
89h	saída	entrada	entrada	saída
8Ah	saída	entrada	saída	entrada
8Bh	saída	entrada	entrada	entrada
90h	entrada	saída	saída	saída
91h	entrada	saída	entrada	saída
92h	entrada	saída	saída	entrada
93h	entrada	saída	entrada	entrada
98h	entrada	entrada	saída	saída
99h	entrada	entrada	entrada	saída
9Ah	entrada	entrada	saída	entrada
9Bh	entrada	Entrada	entrada	entrada

Tabela 4.3 - Palavras de controle e funções das portas.

Pois bem, depois de estudos sobre o princípio de operação do 8255 iremos começar o debug da interface. Os componentes utilizados, com exceção do 8255, já conhecido, ficam restando somente dois integrados TTL:

- 74LS30 – Porta nand de oito entradas, ou seja só tem nível 0 na sua saída quando todas as entradas estiverem em nível 1.
- 74LS27 – Três portas nor de três entradas cada. Tem-se nível 1 na sua saída quando pelo menos 1 entrada estiver em nível lógico 0 (zero).

CAP.IV - Conversor tiristorizado para partida de motor de indução trifásico-“Soft-Starter”

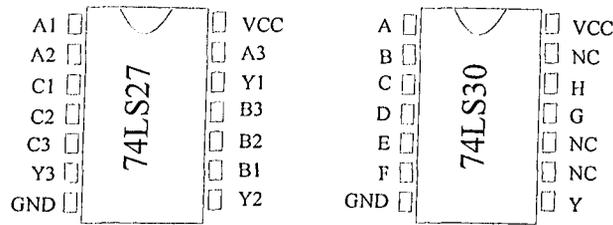


Figura 4.5 - Pinagem dos CI's 74LS27 e 74LS30.

Na figura 4.5 tem-se a pinagem dos referidos componentes. Pois bem, o próximo circuito, Figura 4.6, é o circuito completo de nossa interface.

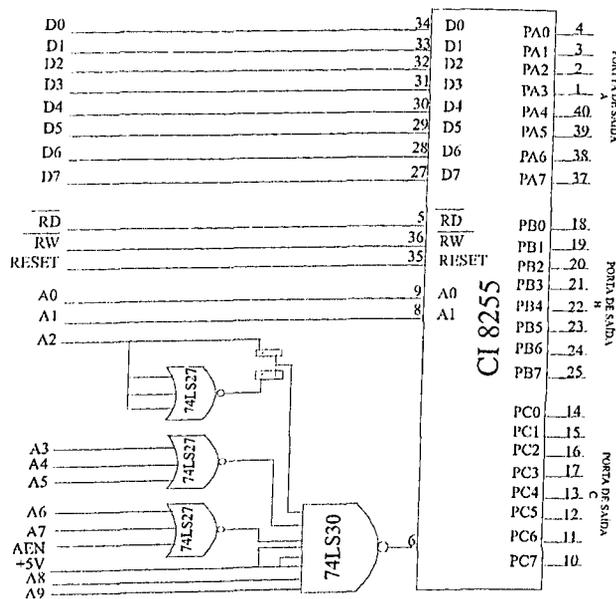


Figura 4.6 - Circuito completo da Interface do sistema de partida.

Anteriormente, Verificou-se na tabela 4.3 o mapa de I/O do PC e constatou-se uma área livre que se inicia no endereço 200 hexadecimal e estende-se até o endereço 2F7 hexadecimal. Para que interface pudesse funcionar foi necessário a utilização desses CI's TTL (74LS30 e o 74LS27). Ou seja, as saídas do CI 74LS27 combinadas com algumas linhas de endereços formam a entrada do CI 74LS30, que irá ativar o pino 6 do CI 8255 através do pino CS (CHIP SELECT), o qual é ativo em nível baixo (0) como visto anteriormente, habilitando dessa forma o 8255 a se comunicar com o barramento do microcomputador.

Observa-se mais atentamente que os pinos 5, 8, 9 e 36 do CI 8255 são ligados diretamente aos slots da CPU, pois são as linhas de endereço A0 e A1. Elas irão determinar o

CAP.IV - Conversor tiristorizado para partida de motor de indução trifásico-“Soft-Starter”

modo de trabalho e os sinais de RD e WR determinarão se a interface está executando um processo de leitura ou gravação no periférico.

Os pinos 27 a 34 correspondem ao barramento de dados, sendo assim também são ligados diretamente aos slots do micro. Como essas linhas são bidirecionais, o que determina o sentido do fluxo de dados são os pinos RD e WR. Faltam ainda os sinais de A4 até A9 e o sinal de AEN.

No projeto, utiliza-se a faixa de endereços disponíveis de 200h a 2F7h o endereço 300h, que é convertido em binário (Ver tabela 4.4), para ficar claro o processo de decodificação.

	3			0				0			
0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
A11	A10	A9	A8	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0

Tabela 4.4 - Transformação do endereço 300 em hexadecimal para binário.

Para ter todas as saídas do CI 74LS27 em nível 1, é necessário que todas as suas entradas respectivamente de cada porta inversora estejam em nível baixo (0). Olhando a figura 4.6 do projeto da placa de interface, a primeira porta inversora do 74LS27 mostra que as suas três entradas estão ligadas ao bit de endereço A2, que pela exposição em binário do endereço 300h acima é zero, isto implica em sua saída nível lógico 1. Continuando, observa-se que a segunda porta inversora do 74LS27, suas entradas estão conectadas aos bits de endereços A3, A4 e A5 que também são zeros (0), obtendo em sua saída nível lógico 1. E, finalmente a terceira porta inversora do 74LS27 possui em suas entradas os bits A6 e A7 que são zeros e o sinal de AEN do slot do PC, que também é nível lógico zero, conseqüentemente sua saída será nível lógico 1. Essas 3 saídas do 74LS27 que estão em nível lógico alto, fazem parte das oitos entradas do 74LS30, que mais três de suas entradas estão conectadas diretamente em +Vcc (5V), ou seja nível lógico alto, restando apenas duas entradas que são o A8 e o A9 que pelo endereço escolhido estão em nível lógico alto, como pode ser observado na tabela anterior. Então, todas as entradas do 74LS30 estão em nível lógico alto, forçando sua saída a ser baixa (nível zero (0)), fazendo com que o 8255 seja acionado.

CAP.IV - Conversor tiristorizado para partida de motor de indução trifásico-“Soft-Starter”

O conversor AC/DC, conforme visto na figura 4.7, compreende desde o sensor de efeito hall (TC 1:1000) até o potenciômetro de regulagem do nível de tensão de saída, que será de no máximo 5 volts para a máxima corrente de partida circulante na fase do motor.

Este conversor é composto de três amplificadores operacionais 741, sendo que o primeiro e o segundo intercalado por um diodo (1N4148) tem a função de retificar a forma de onda da tensão senoidal entregue pelo TC. O terceiro e último Ampop 741 em conjunto com resistores e capacitores tem a função de extrair o valor médio da tensão retificada inicialmente.

Uma vez esclarecido o conversor AC/DC, resta dizer que o sinal final do circuito é entregue ao conversor digital de 8 bits.

4.5 - CONVERSOR ANALÓGICO/DIGITAL

O processo de conversão analógico-digital consiste, basicamente, em entrar com a informação de forma analógica e recolher na saída essa mesma informação de forma digital, como esquematizado na figura 4.8.

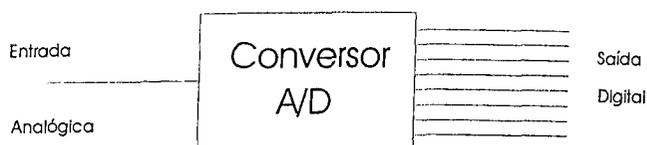


Figura 4.8 - Diagrama de bloco do conversor Analógico/Digital.

O conversor A/D utilizado no projeto é o ADC0808 da National Semiconductors, de 8 bits, que possui 8 entradas analógicas independentes podendo ser utilizadas para a leitura de tensão e corrente de um sistema elétrico monofásico ou trifásico, bastando para isso aumentar o número de TP's e TC's e conversores AC/DC e algumas modificações no software de controle.

O ADC0808 (ver Figura 4.9), é um componente CMOS de conversão de dados analógico para digital de 8 bits, utilizando a técnica de sucessivas aproximações.

CAP.IV - Conversor tiristorizado para partida de motor de indução trifásico-“Soft-Starter”

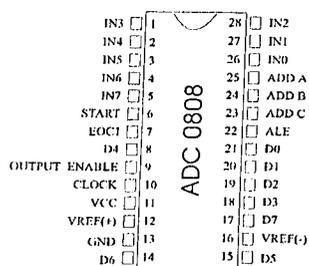


Figura 4.9 - Conversor Analógico/Digital ADC0808 da National Semiconductors.

A seguir iremos descrever a pinagem e suas respectivas funções do conversor

Analógico/Digital o ADC 0808:

- Pinos 1, 2, 3, 4, 5, 26, 27, 28 - Entradas de canal analógico.
- Pinos 6 START - Início de conversão
- Pino 7 EOC - Fim de conversão
- Pinos 8, 14, 15, 17, 18, 19, 20, 21 - Saída digital de 8 bits
- Pino 9 - Habilita saída
- Pino 10 - Clock
- Pino 11 - Tensão de alimentação +5v
- Pino 12 - Tensão de referência positiva +5v
- Pino 13 - Terra
- Pino 16 - Tensão de referência negativa -5v
- Pino 22 ALE - Trava de habilitação de endereço
- Pinos 23, 24, 25 - Endereços para seleção de entrada

Este conversor contém 8 (oito) entradas de sinais analógicos selecionáveis.

Um canal de entrada particular é selecionado usando um decodificador de endereço. A tabela 4.5 mostra as combinações das linhas de endereço para selecionar qualquer canal de entrada.

O endereço selecionado é travado no decodificador, selecionando assim a entrada desejada.

Seleção Canal	ADD C	ADD B	ADD A
IN0	L	L	L
IN1	L	L	H
IN2	L	H	L
IN3	L	H	H
IN4	H	L	L
IN5	H	L	H
IN6	H	H	L
IN7	H	H	H

Tabela 4.5 - Combinações de endereços para seleção do canal de entrada do ADC 0808.

CAP.IV - Conversor tiristorizado para partida de motor de indução trifásico-“Soft-Starter”

Como pode ser observado na pinagem do ADC 0808, o pino 10 é a entrada de clock, isto significa que esse conversor só funciona com um clock adequado na faixa de 10 a 1280 kHz tendo como valor típico de 640 kHz. Inicialmente pensou-se em utilizar o monoestável 555, mas a frequência escolhida de 640kHz ultrapassava seus limites máximos de frequência. A partir daí, pensamos em um VCO (Oscilador controlado por tensão), que produz um sinal de saída oscilante (onda quadrada) cuja frequência pode ser ajustada dentro de uma faixa até 1Mhz, controlada por uma tensão dc. Um exemplo de VCO é o CI 566, que contém circuitos para gerar sinais de onda quadrada com frequência determinada por um resistor e um capacitor externo.

A figura a seguir mostra a conexão de pinos do 566.

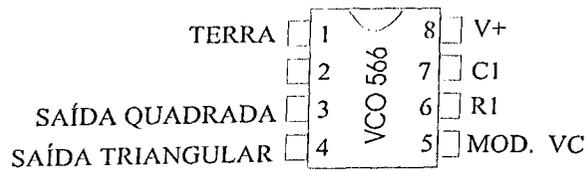


Figura 4.10 - Pinagem do oscilador controlado por tensão (VCO 566).

A frequência desejada pode ser calculada por:

$$f_0 = \frac{2}{R_1 C_1} \left[\frac{V^+ - V_c}{V^+} \right]$$

Com as seguintes restrições para o circuito:

R_1 deve estar na faixa $2k \leq R_1 \leq 20k$

V_c deve estar na faixa $\frac{3}{4} V^+ \leq V_c \leq V^+$

f_0 deve ser menor que 1 Mhz e

V^+ deve estar entre 10V e 24V.

O nosso circuito de clock, como mostrado na figura 4.11, determina que o gerador de função 566 é usado para produzir um sinal de onda quadrada de uma frequência fixada em 640 kHz determinada por R_1 , C_1 e V_c em :

$$V_c = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot V^+$$

CAP.IV - Conversor tiristorizado para partida de motor de indução trifásico-“Soft-Starter”

Outra fase do projeto de controle do soft-starter foi o desenvolvimento do conversor digital-analógico que comanda a tensão de controle dos ângulos de disparos dos tiristores (triac's) em cada fase do enrolamento do estator da máquina de indução. Este conversor foi construído com base no CI DAC 0800 da National Semiconductors com resolução de 8 bits, suficiente para o controle de disparos, fornecendo 255 níveis de tensão dc, correspondentes à uma palavra de 8 bits enviada pelo micro, que seriam mandados ao controlador de ângulos de disparos, obtendo-se 255 níveis diferentes de ângulos de disparos entre 0° a 180°

Esse conversor DAC 0800 de 8 bits conforme figura 4.14, possui boa velocidade de conversão em torno de 100ns. Sua faixa de alimentação é em torno de 4.5V a 18V, ou seja, compatível com circuitos TTL e CMOS. Sua potência de consumo é de 33 mW em 5 volts, e seu erro de fundo de escala é em torno de 1 bit menos significativo (1 LSB) e, outra característica importante deste componente é seu baixo custo.

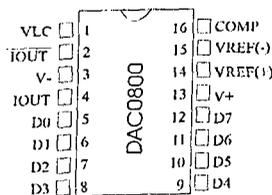


Figura 4.14 - Conversor Digital/Analógico DAC 0800 da National Semiconductors.

Sua pinagem é a seguinte:

- Pinos 1 - Terra
- Pinos 2 \overline{Iout} - Saída de corrente invertida
- Pino 3 V- - Tensão de alimentação negativa
- Pinos 4 Iout - Saída de corrente
- Pino 5 a 12 - Entrada de dados
- Pino 13 V+ - Tensão de alimentação positiva
- Pino 14 Vref(+)
- Pino 15 Vref(-) - Tensão de referência negativa
- Pino 16 Comp - Tensão de compensação

O circuito controlador de ângulo de disparos ficou da seguinte forma:

CAP.IV - Conversor tiristorizado para partida de motor de indução trifásico-“Soft-Starter”

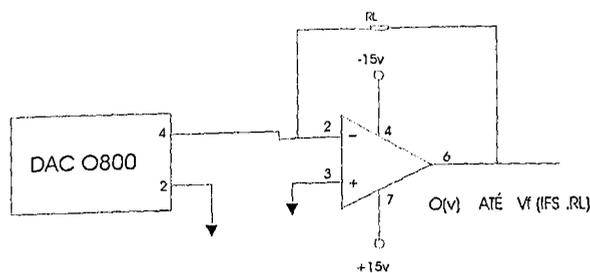


Figura 4.15 - Circuito controlador de ângulos de disparos.

$$I_{FS} = \frac{255}{256} * I_{REF}, \quad I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}}, \quad V_F = I_{FS} * R_L$$

O circuito controlador de ângulo de disparo é composto por um amplificador operacional 741, na configuração de amplificador inversor que faz a adequação dos níveis de tensão do conversor digital-analógico para a faixa de 0 a 13 volts, que é a faixa de tensão exigida pelo CI TCA 780 da Icotron. Esse CI controla ângulos de disparo de tiristores sobre esse componente falaremos no próximo item desse capítulo. Essa adequação de tensão feita pelo amplificador operacional se realiza da seguinte forma: O microcomputador envia uma palavra entre 00000000 a 11111111 que são os 255 níveis diferentes de uma palavra binária de 8 bits. Quando o micro manda 00000000 para o conversor digital/analógico teremos um pequeno nível de tensão em sua saída que será entregue ao amplificador operacional transformando-o para 0 volts. E, conseqüentemente, quando o micro manda 11111111 para o conversor digital/analógico terá na saída do amplificador operacional 13 volts. Então, de acordo com a palavra binária enviada pelo micro, ter-se-á toda a varredura da faixa de 0 a 13 volts.

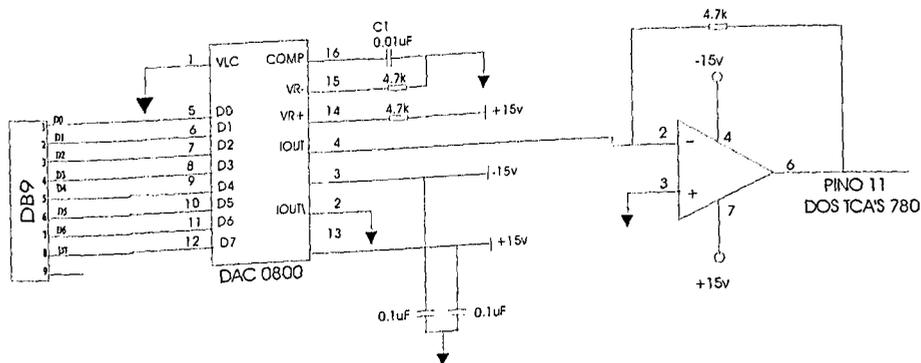


Figura 4.16 - Circuito completo de controle de ângulos de disparos dos tiristores.

4.7 - CIRCUITO CONTROLADOR DE TENSÃO E CORRENTE APLICADA AO MOTOR

Esse circuito controlador de potência, Figura 4.17, utiliza a tensão vinda do conversor D/A para alimentar um CI dedicado a disparos de tiristores que gera pulsos sincronizados com a rede elétrica. Estes pulsos são responsáveis pelo disparo de chaves semicondutoras bilaterais (triac's), que recortam a tensão senoidal da rede em períodos determinados, retirando assim parte da potência entregue ao motor.

Esse CI, a saber o TCA 780 é fornecido pela Icotron S.A, que oferece uma boa precisão de controle e grande estabilidade. O TCA 780 gera pulsos de onda quadrada de curta duração à partir da comparação de um nível de sinal de controle, vindo do conversor D/A, com uma referência em rampa gerada internamente e sincronizada com a rede. Estes pulsos acionam acopladores ópticos da Texas Instruments o MOC 3020 que isolam o circuito de disparo do circuito de potência, evitando retorno de corrente alternada para dentro do circuito eletrônico DC.

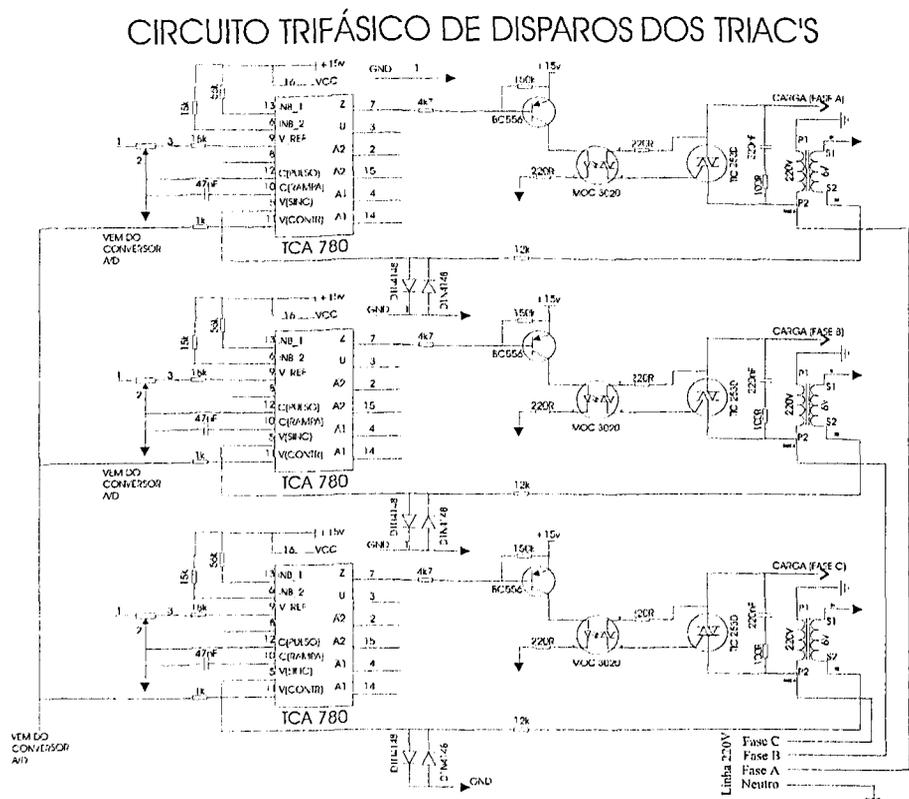


Figura 4.17 - Circuito controlador de tensão e corrente aplicada ao motor.

4.8 - O CIRCUITO INTEGRADO TCA 780

O TCA 780 é um circuito integrado analógico monolítico desenvolvido para controlar o ângulo de disparo de tiristores, triacs e transistores, continuamente de 0° a 180° . Sua estrutura interna e a possibilidade externa de seleção do ponto de chaveamento permitem um grande número de opções de funcionamento, evitando um circuito externo volumoso.

Dentre suas excelentes características podem-se destacar:

- Largo campo de aplicações devido à possibilidade de controle externo.
- Operação em circuitos trifásicos utilizando-se 3 CI's.
- Compatível com LSL (Lógica digital de alta imunidade a ruído).
- Duas saídas de corrente de disparo de 55mA, duas saídas adicionais complementares.
- Duração do pulso de disparo determinado por um capacitor externo.
- Detecção de passagem de tensão por zero volts.
- Indicado também como "chave de ponto zero" e conversor tensão-frequência.
- Possibilidade de inibição dos pulsos de disparo.
- Faixa de tensão de alimentação de 8V a 18V.
- Consumo interno de corrente de apenas 5mA.

Todo circuito de disparo de controle de tensão alternada deve ser sincronizado com a rede ou, ocorrerá o disparo aleatório dos tiristores, uma vez que cada pulso será aplicado em um instante que não está em fase com a tensão da rede.

Um ponto de referência para sincronismo é a passagem da rede por zero, o que ocorre a cada 8,33 ms, aproximadamente, em redes de 60Hz. No TCA 780, existe um "detector de passagem por zero", que gera um pulso de sincronismo toda vez que a tensão da rede passa por zero.

Uma opção muito importante no TCA 780 é a possibilidade de bloqueio das saídas. As saídas estarão liberadas apenas se o pino 6 tiver tensão superior a 4V. Por outro lado, estará garantido o bloqueio dos pulsos, se a tensão no pino 6 for inferior a 2.5V.

4.9 - CIRCUITO DE ISOLAÇÃO ENTRE TCA 780 E TIRISTORES

Esse circuito tem a exclusiva finalidade de separar eletricamente (isolar) o circuito de disparo do circuito de potência em corrente alternada. O optoacoplador é o dispositivo ideal para essa situação, pois isola dois circuitos transferindo sinais de um para o outro por meio de um feixe de luz ou outra radiação do espectro eletromagnético.

No projeto utiliza-se o optoacoplador da Motorola o MOC 3020 (figura 4.18), que é um opto-diac importante isolador óptico e excelente na função de disparo de triac's, por sua condução se efetuar tanto no semi-ciclo positivo como também no negativo da tensão, ou seja condução bidirecional.

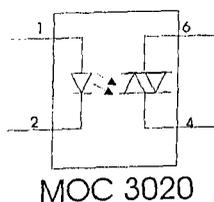


Figura 4.18 - Optoacoplador da Motorola MOC 3020.

4.10 - CONDUÇÃO DO DIAC E TRIAC

Um diac conduz quando uma tensão aplicada a ele ultrapassa a sua tensão de bloqueio, fazendo com que este emita um pulso de corrente. Se o pulso emitido pelo diac é positivo ou negativo vai depender da tensão aplicada a ele ser positiva ou negativa, pois ele conduz em ambos os sentidos.

Observe a figura 4.19 e o exemplo a seguir:

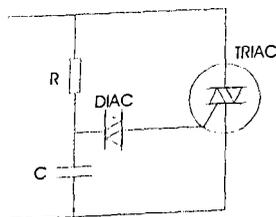


Figura 4.19 - Circuito de disparo de triac utilizando um diac.

CAP.IV - Conversor tiristorizado para partida de motor de indução trifásico-“Soft-Starter”

Quando o semi-ciclo positivo está aplicado no triac o capacitor carrega-se positivamente. A tensão no capacitor V_c aumenta e ultrapassa a tensão de bloqueio do diac. Esse conduz o diodo direto e emite um pulso positivo de corrente no gate do triac, fazendo-o conduzir pois estava diretamente polarizado.

Quando for o semi-ciclo negativo aplicado ao triac, o capacitor carrega-se negativamente. A tensão no capacitor V_c negativa tende a ultrapassar a tensão negativa de bloqueio do diac, fazendo conduzir o diodo reverso do diac. Esse emite um pulso negativo de corrente no gate do triac, fazendo-o conduzir pois estava reversamente polarizado.

4.11 – CONCLUSÃO

Neste capítulo foi descrito todo o projeto teórico do “*Soft-Starter*”, ou seja, um sistema de controle composto de hardware e software que permite uma partida suave de motores de indução trifásicos com controle de corrente microprocessado.

De acordo com o projeto, a partida se realizará com um valor máximo de corrente de cada fase do motor, determinado pelo usuário via software de controle e processado pelo computador. Esse tipo de controle permite uma partida suave sem danos ao sistema supridor de energia elétrica.

CAPÍTULO V

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 - INTRODUÇÃO.

Neste capítulo são descritos os procedimentos experimentais para a realização dos ensaios e apresentação das formas de onda de corrente de linha e de fase do motor de indução trifásico em gaiola, acoplado aos sistemas de partidas estrela-triângulo, chave compensadora e no sistema de controle descrito no capítulo anterior. A figura 5.1 apresenta a montagem em laboratório para os ensaios, que compreende todo o processo desenvolvido para a obtenção dos resultados experimentais. Os ensaios com o motor foram divididos em quatro partes: ensaio do motor em partida direta a vazio, partida direta a com carga, partida controlada a vazio e partida controlada com carga. Durante esses ensaios o motor estava conectado em triângulo.

5.2 - MONTAGEM PARA ENSAIOS.

Para a realização dos ensaios foram utilizados os seguintes equipamentos de medição e controle:

- Um osciloscópio digital Tektronics para fazer aquisição de dados.
- Sensor de efeito "hall" para a aquisição da forma de onda da corrente.
Este sensor, conforme montado, com uma resistência de precisão de 100ohms em seus terminais de saída apresenta uma relação de 1/10, ou seja, para cada um ampére que passar pelo sensor, este fornecerá um sinal de tensão de 0.1 volt.
- Uma chave trifásica (disjuntor).

CAP. V - Resultados Experimentais

- Voltímetros e Amperímetros foram colocados para monitorar, mesmo que grosseiramente, as tensões e correntes que alimentam o motor.
- Um motor de indução de rotor em gaiola de 1.5 CV, tipo N, 220/380 V, 5.0/2.89 A, 60 hertz, 1690 rpm e fator de potência de 0.81.
- Um painel de comando com contatores, reles, botoeiras e etc.
- Fonte regulada de tensão +15 e -15 volts, para alimentação do circuito de controle.
- Um computador 286 com a função de executar o programa de controle do sistema em linguagem C.
- Um computador 486 com a função de ler a aquisição de dados do osciloscópio.
- Um motor de indução de rotor em gaiola de 5 CV, utilizado como carga.

5.2.1 – Partida Direta

Todo o processo para a realização dos ensaios com partida direta é apresentado na figura 5.1.

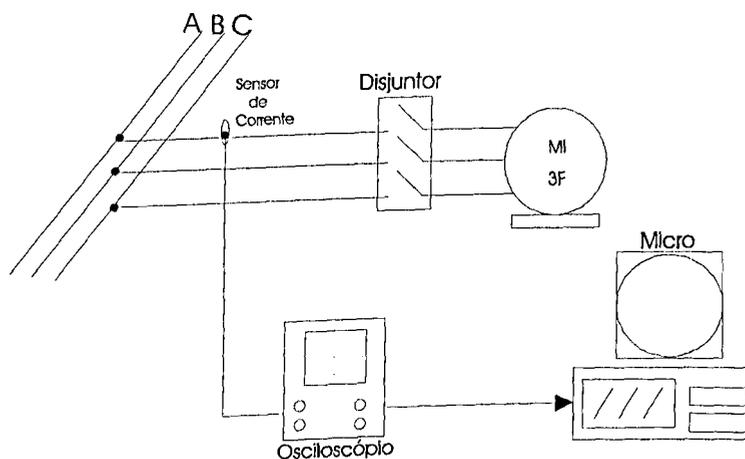


Figura 5.1 - Montagem para ensaios da partida direta.

5.2.2 – Partida Estrela – Triângulo.

Todo o processo e os diagramas de ligações para a realização dos ensaios foram obtidos do Manual de partida da Siemens conforme figuras 5.2 e 5.3:

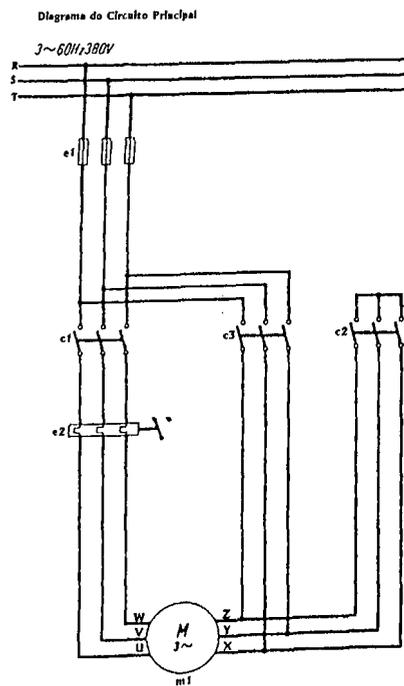


Figura 5.2 – Diagrama de força da partida estrela-triângulo.

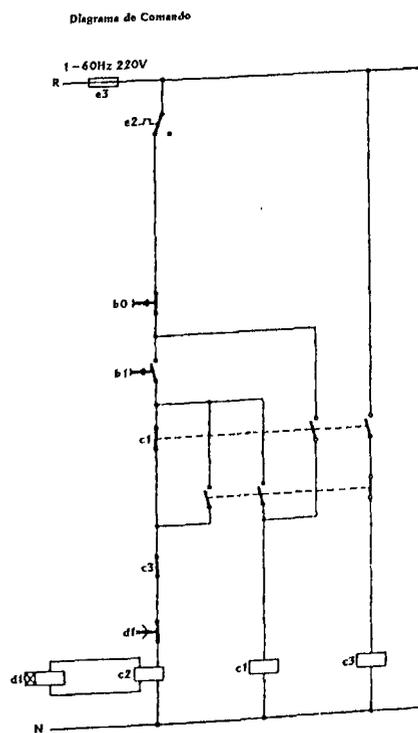


Figura 5.3 – Diagrama de comando da partida estrela-triângulo.

5.2.3 – Partida Chave compensadora.

Todo o processo e os diagramas de ligações para a realização dos ensaios foram obtidos do Manual de partida da Siemens conforme figuras 5.4 e 5.5:

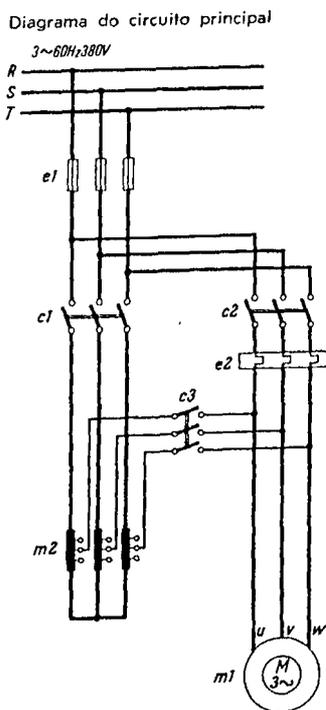


Figura 5.4 – Diagrama de força da partida chave compensadora.

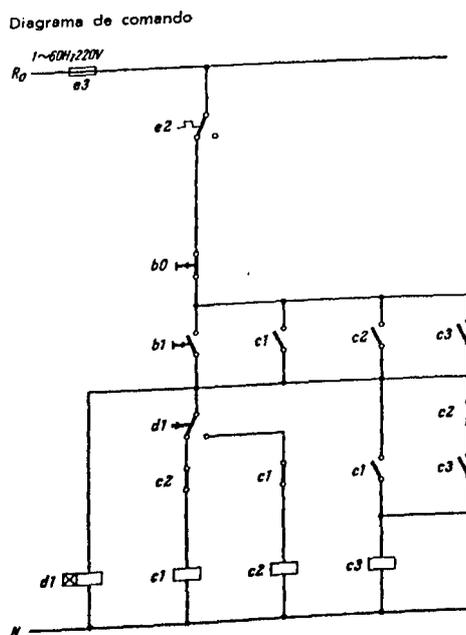


Figura 5.5 – Diagrama de comando da partida chave compensadora.

5.2.3 – Partida Eletrônica – “Soft-Starter”.

Todo o processo para a realização dos ensaios com o “Soft-Starter” é apresentado na figura 5.6.

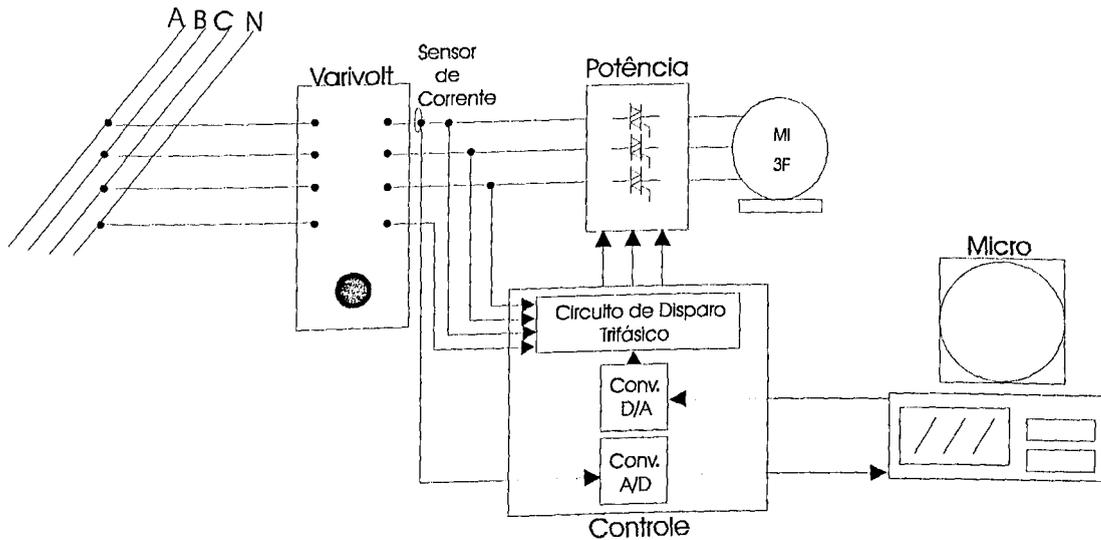


Figura 5.6 - Montagem para ensaios.

5.3 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

Com os processos das figura 5.1 a 5.6 montados no laboratório, foram realizados os ensaios para a aquisição de dados. Fez-se os ensaios com partida direta, partida estrela-triângulo, partida com chave compensadora e eletrônica controlada, com as situações de carga citadas anteriormente.

5.3.1 - Ensaio partida direta a vazio.

Nesta etapa o motor de indução trifásico de rotor em gaiola foi submetido a um ensaio, onde a máquina sem carga, ligada em triângulo, estaria sendo alimentada diretamente pela rede de suprimento de energia. Neste ensaio, em virtude da corrente de partida ser muito elevada o sensor de efeito hall foi calibrado para cada 1 amper ele retornará 0.2volts. Os resultados deste ensaio são apresentados a seguir:

CAP. V - Resultados Experimentais

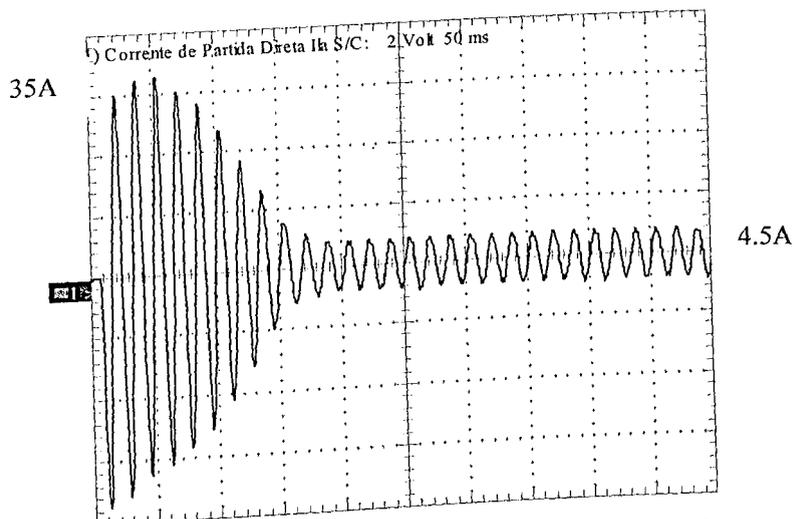


Figura 5.7 - Forma de onda da corrente de linha (Ila).

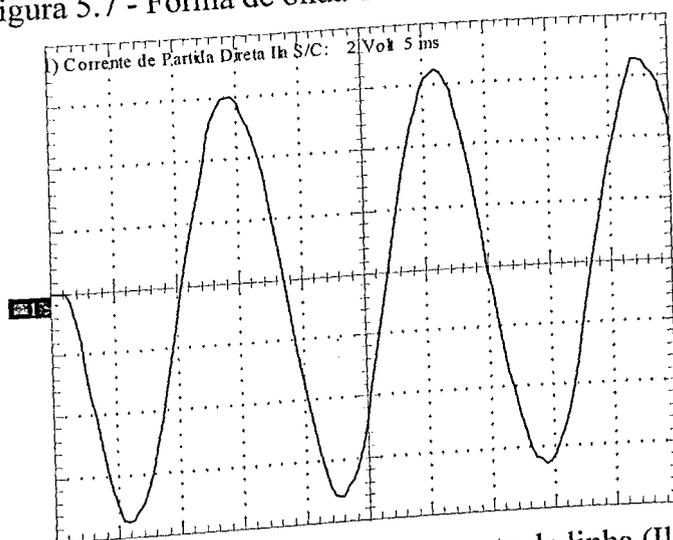


Figura 5.8 - Forma de onda da corrente de linha (Ila).

Na figura 5.7 observa-se que a escala do osciloscópio é de 2 volts por divisão e 50ms por divisão na escala de tempo. Com esses dados, podemos calcular o valor da corrente de partida da seguinte forma:

$$\text{como: } \begin{array}{l} 0.2 \text{ volts} \quad \text{—————} \quad 1 \text{ A} \\ 7 \text{ volts} \quad \quad \quad \text{—————} \quad I_p \end{array}$$

com isto, $I_p = 35 \text{ A}$

Fazendo os mesmos cálculos para as condições em regime, constatamos que a corrente em regime é de aproximadamente 4.5 amperes. Com isto, comprovamos que a corrente do motor em condições de partida direta é aproximadamente 8 vezes a corrente em regime permanente.

5.3.2 - Ensaio partida direta com carga.

Ensaiou-se nesta etapa, o motor sendo alimentado diretamente pela rede de suprimento de energia conectado em triângulo, sendo que, operando em carga. Também neste ensaio o sensor de efeito hall foi calibrado para cada 1 amper ele retornará 0.2volts. Os gráficos deste ensaio são apresentados a seguir.

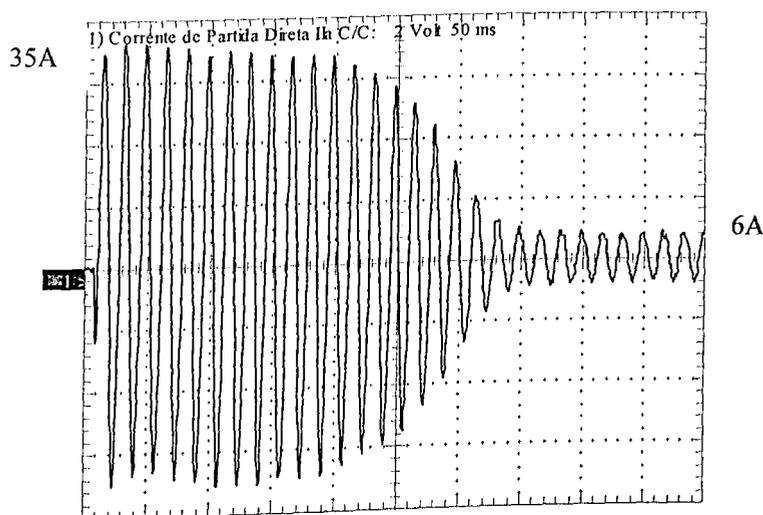


Figura 5.9 - Forma de onda da corrente de linha (Ia).

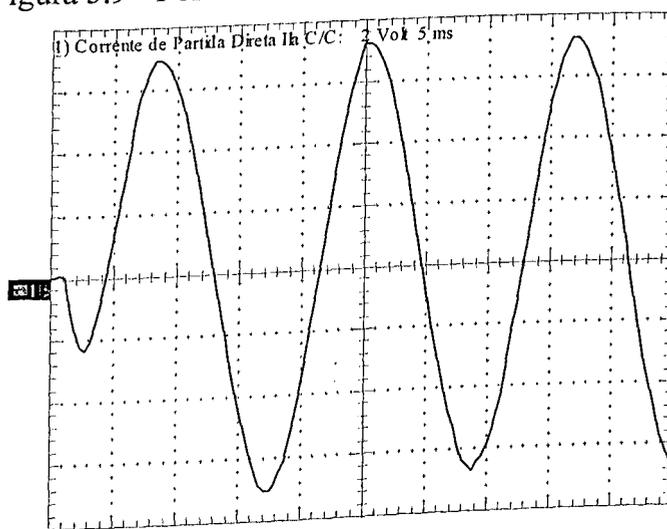


Figura 5.10 - Forma de onda da corrente de linha (Ia).

Observa-se na figura 5.9 que a corrente de partida também aproximou-se de 35 amperes e que em regime permanente a corrente do motor estabilizou-se em 6 amperes. Ou seja, apresentou uma relação da corrente de partida de aproximadamente 6 vezes a corrente em regime permanente e um tempo gasto na partida de 300 ms.

5.3.3 - Ensaio partida do motor de indução com chave estrela-triângulo.

Nesta etapa ensaiou-se a chave de partida estrela triângulo, onde inicialmente o motor é conectado em estrela aplicando uma tensão reduzida nas fases do motor, esta tensão corresponde a 57.8% da tensão nominal, reduzindo a corrente de 1/3 da corrente de partida a plena tensão. Em seguida a chave comuta para triângulo aplicando a tensão nominal nas fases do estator. Para este ensaio o sensor de efeito hall foi calibrado para cada 1 amper circulando ele retornará 0.5 volts.

5.3.3.1 - Ensaio partida estrela-triângulo sem carga.

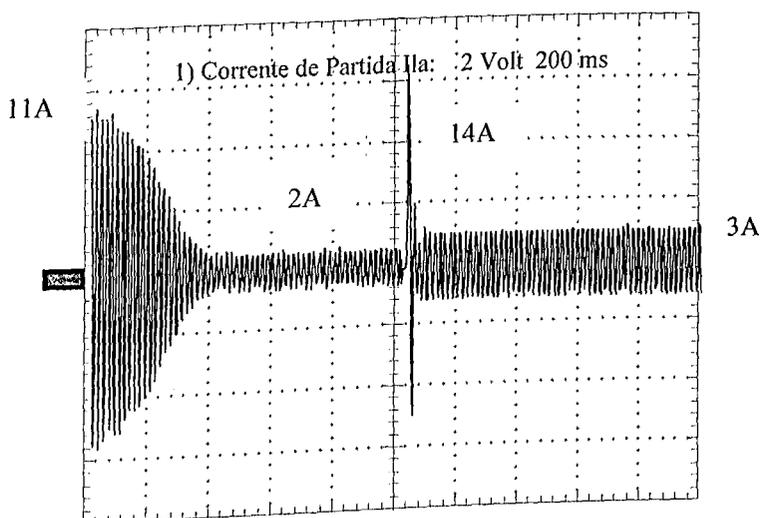


Figura 5.11 - Forma de onda da corrente de linha (Ila).

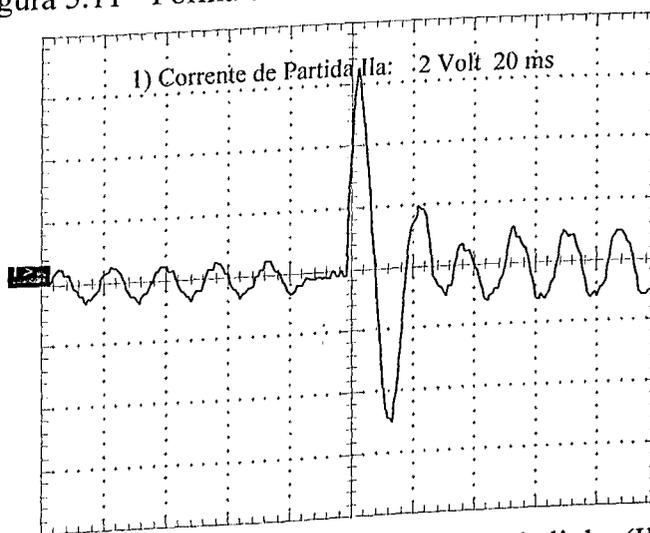


Figura 5.12- Forma de onda da corrente de linha (Ila).

5.3.3.2 - Ensaio partida estrela-triângulo com carga.

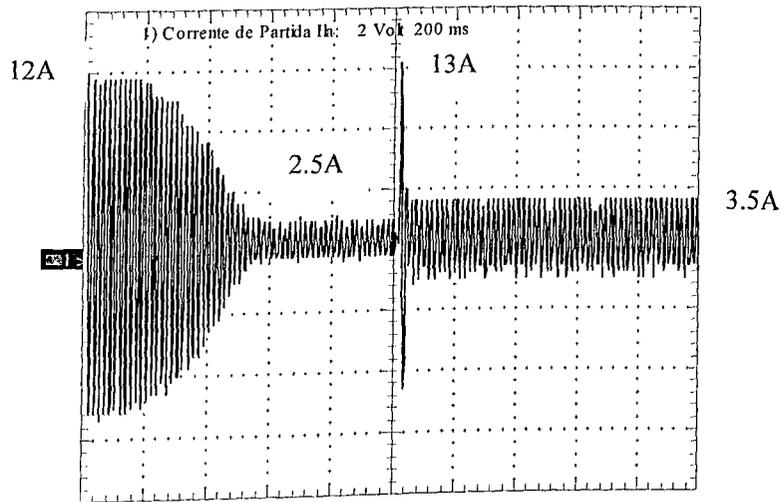


Figura 5.13 - Forma de onda da corrente de linha (I_{la}).

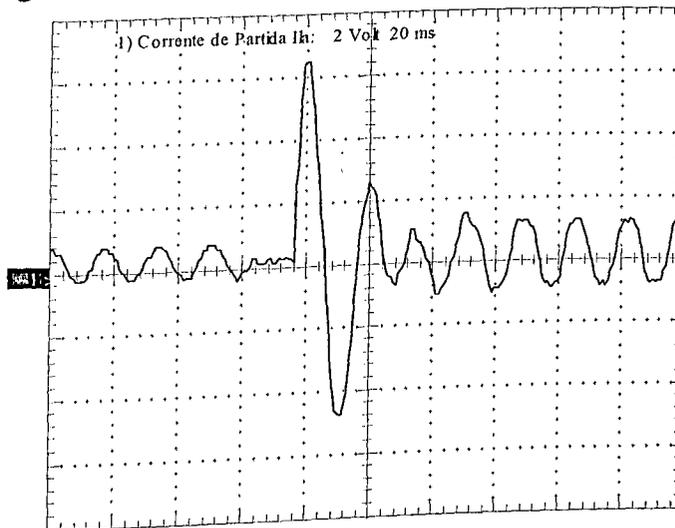


Figura 5.14 - Forma de onda da corrente de linha (I_{la}).

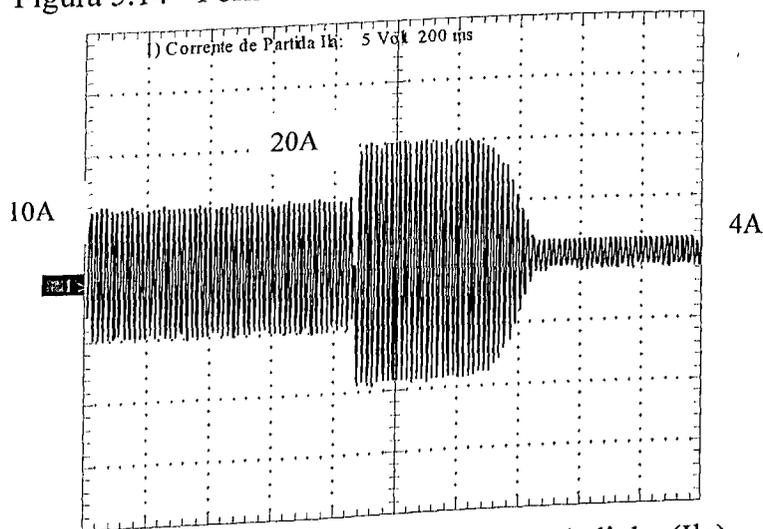


Figura 5.15 - Forma de onda da corrente de linha (I_{la}).

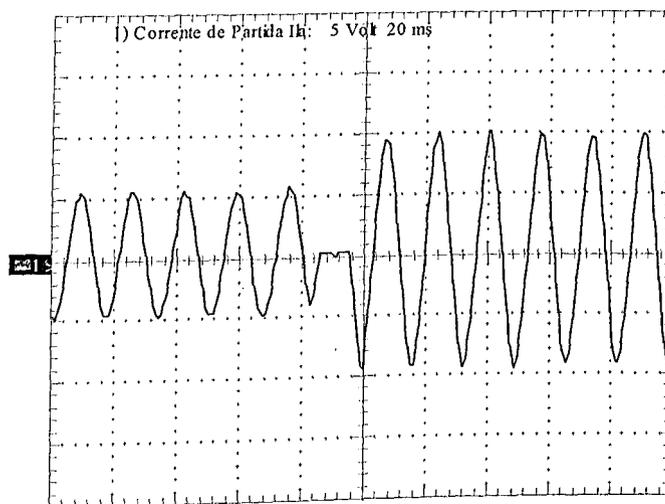


Figura 5.16 - Forma de onda da corrente de linha (Ila).

Observa-se em primeira análise que mesmo sendo um método para limitar a corrente de partida, na comutação de estrela para triângulo ocorreu momentaneamente um crescimento elevado nesta corrente como pode ser constatados nas figuras 5.11 a 5.16, sendo após algum tempo estabilizada na corrente nominal em regime. Em análise mais minuciosa verifica-se que na comutação de estrela para triângulo a corrente vai a zero antes do pico de corrente em plena tensão. Portanto, há uma descontinuidade no fluxo de corrente e conseqüentemente na velocidade e conjugados neste tipo de sistema de partida. A figura 5.15 mostra um ensaio onde o motor não consegue arrancar e chegar em regime antes da comutação para triângulo. Na prática este caso acontece quando a carga está elevada para este tipo de partida, ou seja o conjugado resistente de carga é maior que o conjugado à tensão reduzida em ligação estrela.

5.3.4 - Ensaio da chave compensadora de partida.

Parti-se agora para o ensaio do motor de indução trifásico sendo acionado por uma chave compensadora. Neste tipo de acionamento o motor de indução é conectado em triângulo e ligado a rede de energia por um autotransformador com tap's conectado em triângulo e ligado a rede de energia por um autotransformador com tap's de 65% e 80% da tensão do sistema supridor. Ou seja, inicialmente aplica-se uma tensão reduzida e após a temporização do circuito de comando, o autotrafo comuta para a plena tensão da rede. Neste ensaio o sensor de efeito hall foi calibrado para cada 1 amper circulando ele retornará 0.5 volts.

5.3.4.1 - Ensaio do motor sem carga com 65% da tensão.

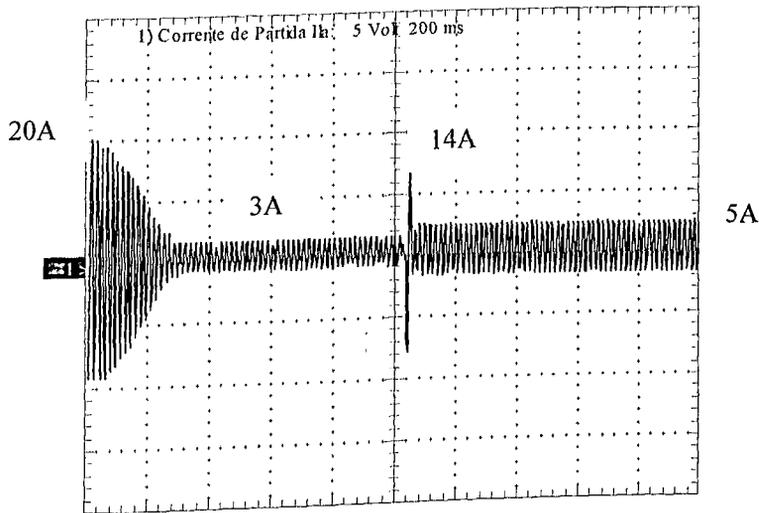


Figura 5.17 - Forma de onda da corrente de linha (Ia).

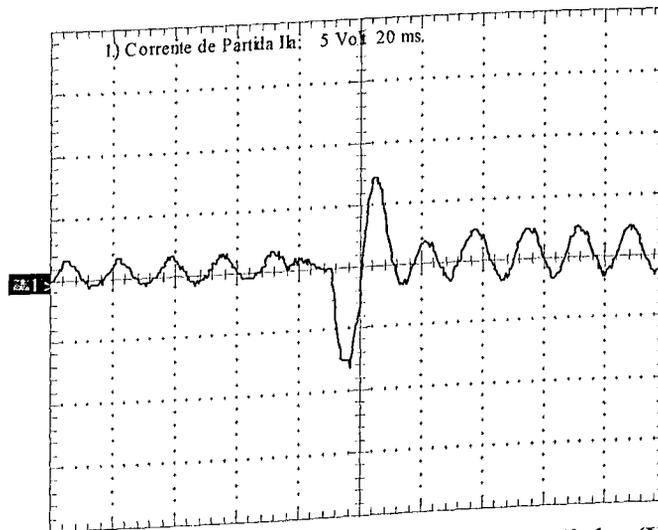


Figura 5.18 - Forma de onda da corrente de linha (Ia).

5.3.4.2 - Ensaio do motor em carga com 65% da tensão.

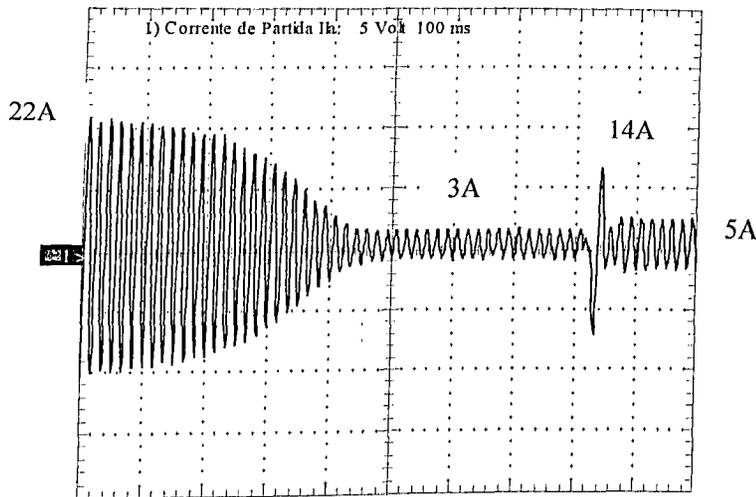


Figura 5.19 - Forma de onda da corrente de linha (I_{la}).

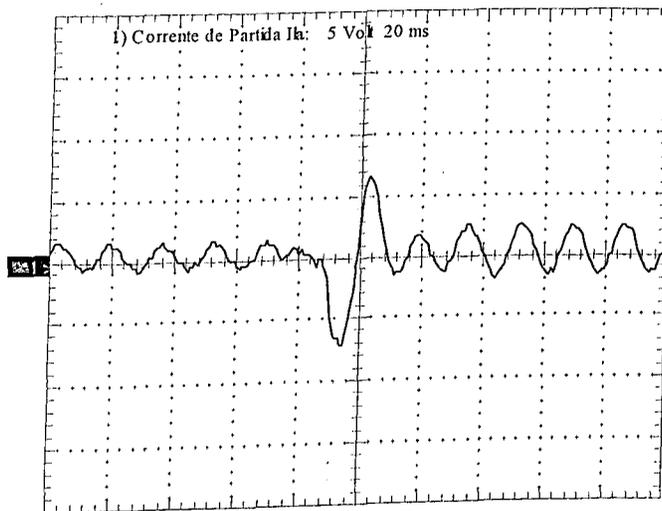


Figura 5.20 - Forma de onda da corrente de linha (I_{la}).

Novamente, verificou-se neste tipo de acionamento que mesmo reduzindo-se a tensão inicial aplicada ao motor, na mudança do tap de tensão ocorreu um pico de corrente, como pode ser comprovado nas figuras 5.17 a 5.20. Sendo após normalizadas na corrente em regime. Observamos que neste modelo proposto pela Simiens na mudança da tensão, também ocorre o corte da corrente antes do fornecimento da plena tensão ao motor. Portanto, o funcionamento do motor durante a partida é descontínuo, da mesma forma que a partida estrela-triângulo.

5.3.5 - Ensaio partida suave "Soft-Starter".

Parti-se agora para o ensaio do motor de indução trifásico sendo acionado por um sistema eletrônico controlador de tensão por meio de tiristores. Neste tipo de acionamento o motor de indução é conectado em triângulo e ligado a rede de energia através de triac's ou SCR em anti-paralelo. Ou seja, inicialmente aplica-se uma pequena tensão e esta é aumentada suavemente até o limite de corrente determinado no programa de controle. Neste ensaio o sensor de efeito hall foi calibrado para cada 1 amper circulando ele retornará 0.5 volts.

5.3.5.1 - Ensaio partida suave sem carga.

Desenvolveu-se agora um ensaio, onde o motor de indução de rotor em gaiola, sem carga e conectado em triângulo, foi submetido a uma alimentação com tensões e correntes controladas. Observe os resultados a seguir:

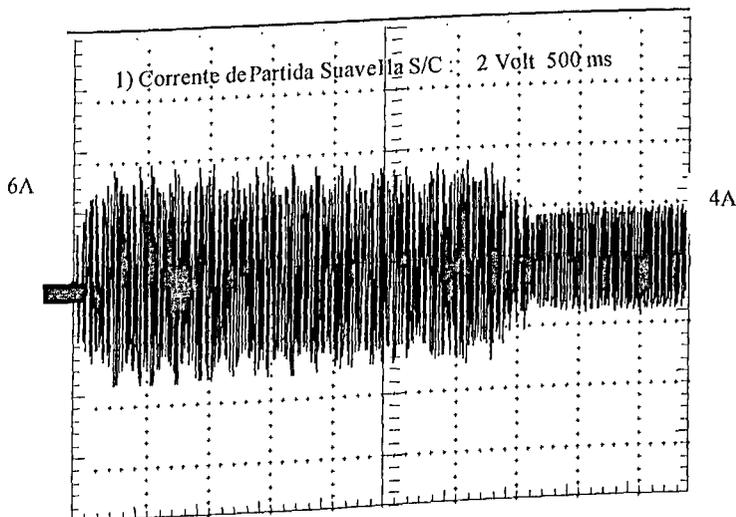


Figura 5.21 - Forma de onda da corrente de linha (Ila).

Na figura 5.21, observa-se que a corrente de partida foi limitada em 6 amperes e que após entrar em regime permanente a corrente estabilizou-se em 4 amperes, consumindo um tempo de partida de 3.5 segundos. Portanto durante este

CAP. V - Resultados Experimentais

ensaio a corrente de partida atingiu o máximo de aproximadamente 1.5 vezes a corrente do motor em regime permanente, que, como visto anteriormente em condições de partida direta sem carga a corrente de partida foi de 35 amperes e a relação (I_p/I_n) aproximou-se de 8.

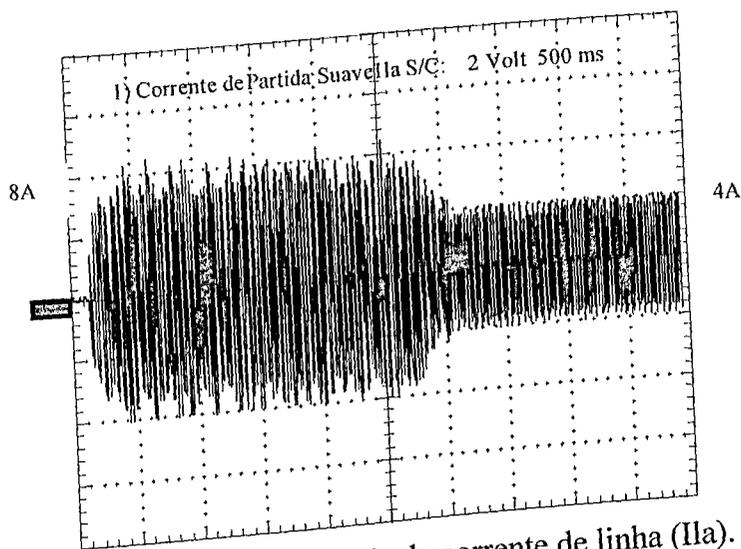


Figura 5.22 - Forma de onda da corrente de linha (Ia).

Na figura 5.22, repeti-se o mesmo ensaio, só que, limitando a corrente de partida em 8 amperes. Após entrar em regime, a corrente também estabilizou-se em 4 amperes, porém, consumiu apenas 3 segundos para partir. Ou seja, a relação (I_p/I_n) foi de 2, entretanto o tempo de partida foi menor.

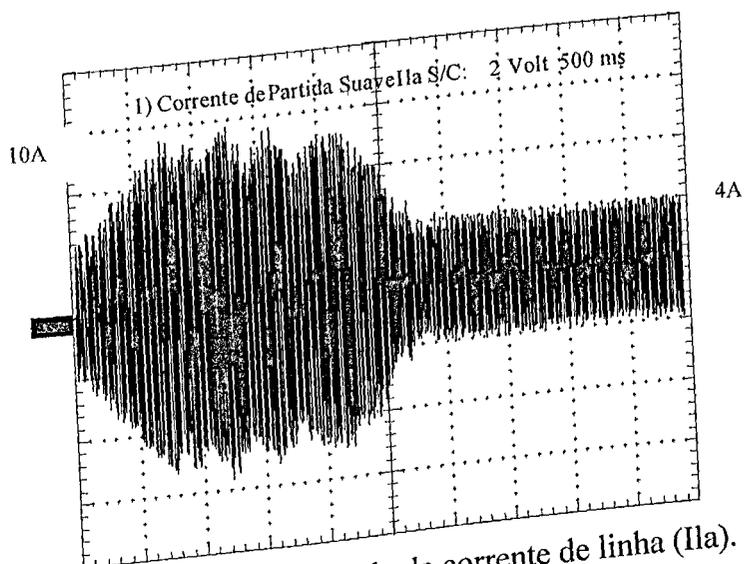


Figura 5.23 - Forma de onda da corrente de linha (Ia).

CAP. V - Resultados Experimentais

Já na figura 5.23 ensaiamos limitando a corrente de partida em 10 amperes. Após entrar em regime, a corrente também estabilizou-se em 4 amperes, porém, consumiu apenas 2.5 segundos para partir com uma relação (I_p/I_n) de aproximadamente 2.5.

5.3.5.2 - Ensaio partida suave com carga

Neste ensaio, o motor de indução de rotor em gaiola, com carga e conectado em triângulo, foi submetido a uma alimentação com tensões e correntes controladas. Observe os resultados abaixo:

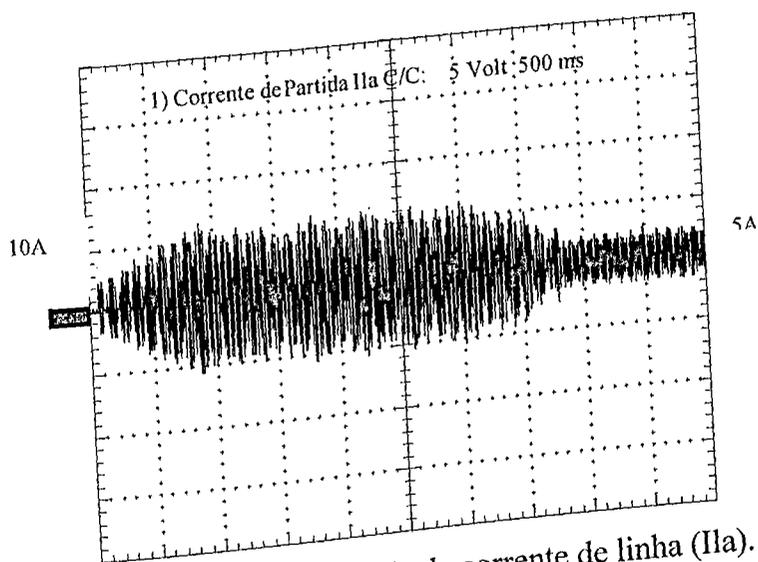


Figura 5.24 - Forma de onda da corrente de linha (Ia).

Pode-se constatar na figura 5.24 que a corrente de linha foi limitada em 10 amperes ou seja, corrente de partida máxima, e que após 3.5 segundos entrou em regime permanente e a corrente estabilizou-se em 5 amperes. Com isso a corrente de partida atingiu o máximo de 2 vezes a corrente nominal do motor em regime. No ensaio partida direta com carga a corrente de partida foi de 35 amperes e a relação (I_p/I_n) foi de 6.

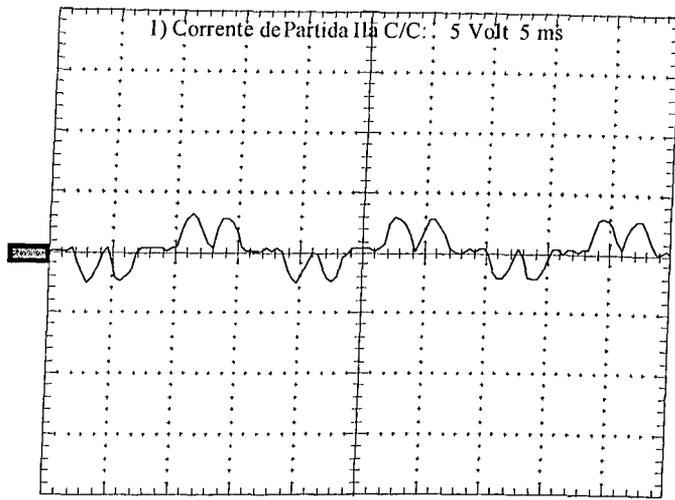


Figura 5.25 - Forma de onda da corrente de linha (I_a).

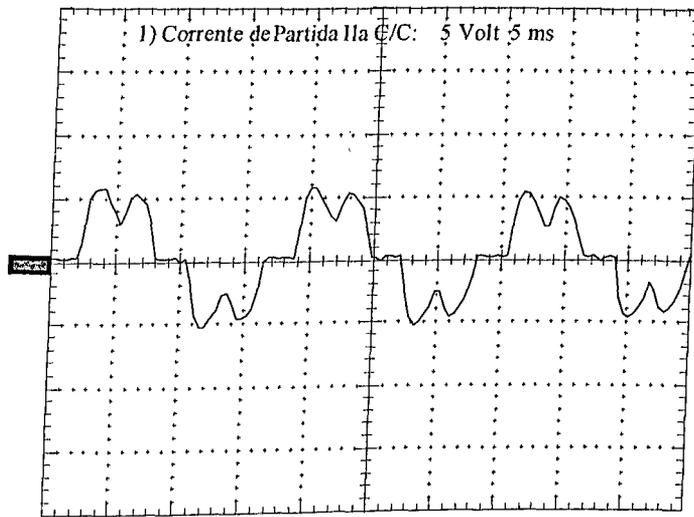


Figura 5.26 - Forma de onda da corrente de linha (I_a).

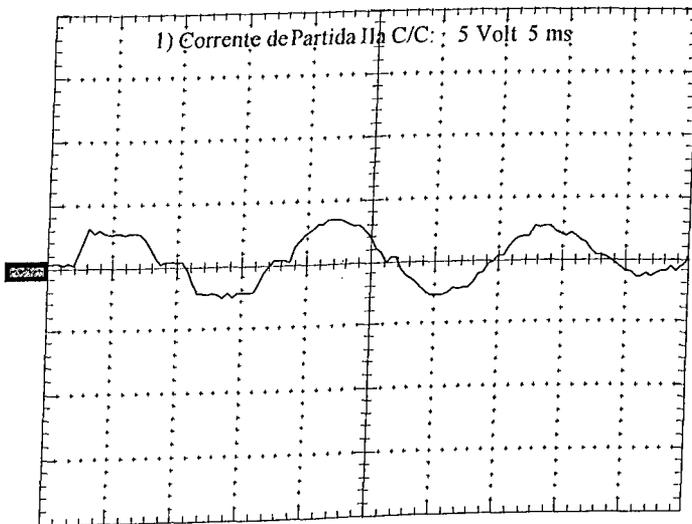


Figura 5.27 - Forma de onda da corrente de linha (I_a).

Nas figuras 5.25 a 5.27, faz-se uma evolução de toda a partida mostrada na figura 5.24. Retrata-se desde o início o crescimento da corrente e consequentemente a variação do ângulo de disparo desde sua abertura até seu fechamento por completo onde a corrente passa a ser senoidal, conforme visto na figura 5.27.

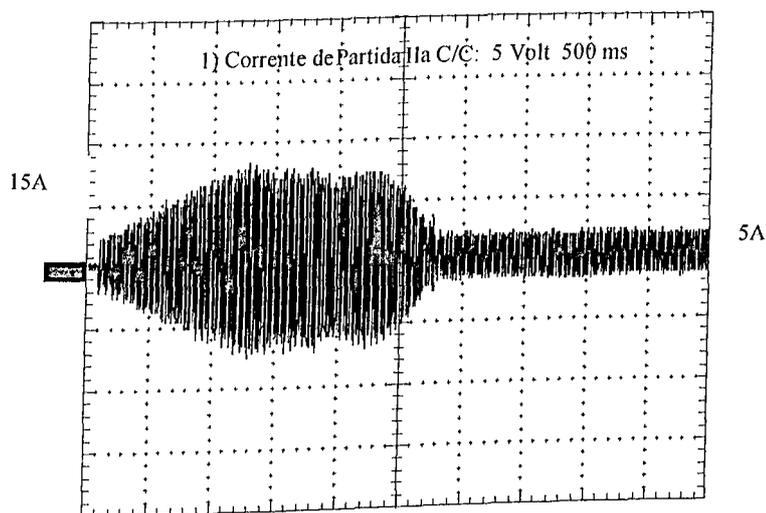


Figura 5.28 - Forma de onda da corrente de linha (Ia).

Já na figura 5.28 a corrente de linha foi limitada em 15 amperes ou seja, limite máximo da corrente de partida, e que após aproximadamente 2.7 segundos entrou em regime permanente e a corrente estabilizou-se em 5 amperes. Constatamos que a corrente de partida atingiu o máximo de 3 vezes a corrente do motor em regime. No ensaio partida direta com carga a corrente de partida foi de 35 amperes e a relação (I_p/I_n) foi de 6.

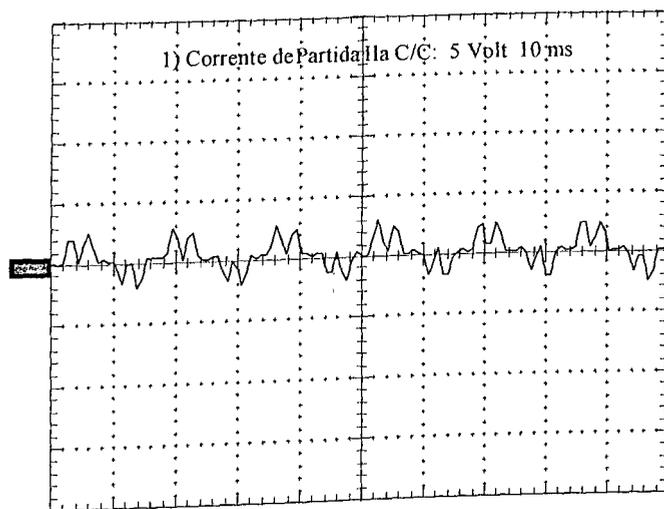


Figura 5.29 - Forma de onda da corrente de linha (Ila).

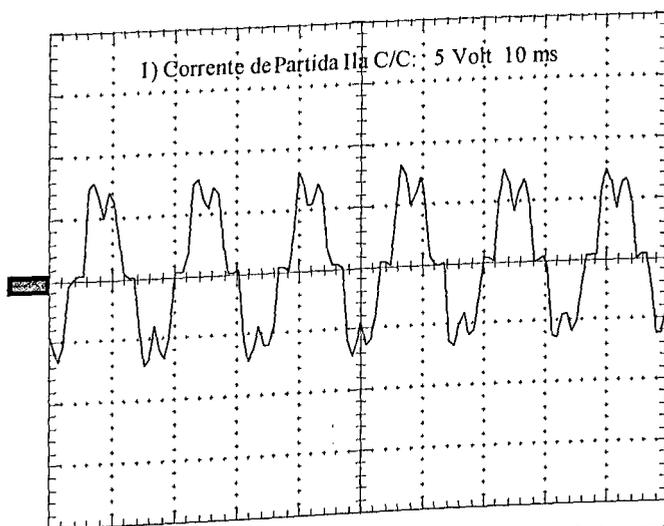


Figura 5.30 - Forma de onda da corrente de linha (Ila).

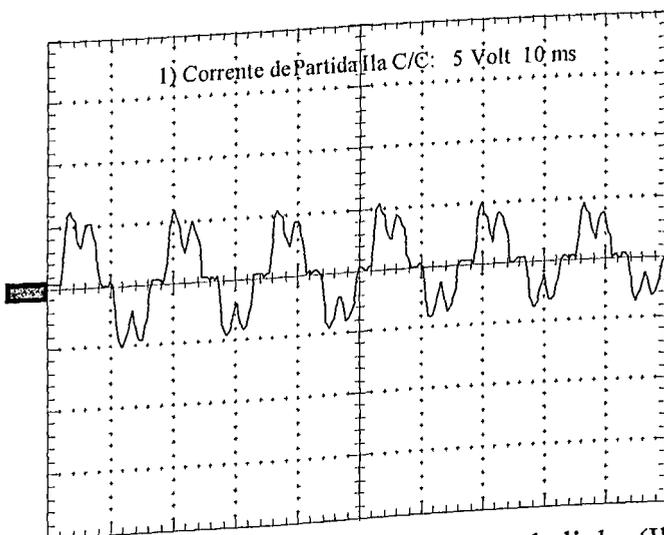


Figura 5.31 - Forma de onda da corrente de linha (Ila).

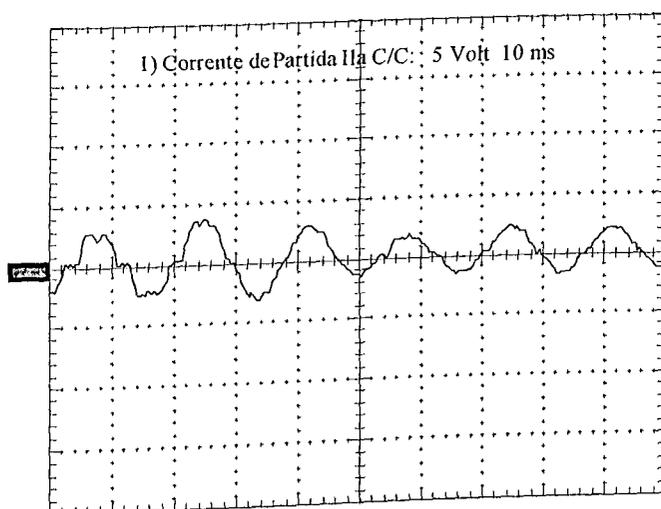


Figura 5.32 - Forma de onda da corrente de linha (Ila).

Nas figuras 5.29 a 5.32, faz-se novamente uma evolução de toda a partida mostrada na figura 5.28. Retrata-se desde o início o crescimento da corrente e consequentemente a variação do ângulo de disparo desde sua abertura até seu fechamento por completo onde a corrente passa a ser senoidal, conforme visto na figura 5.32.

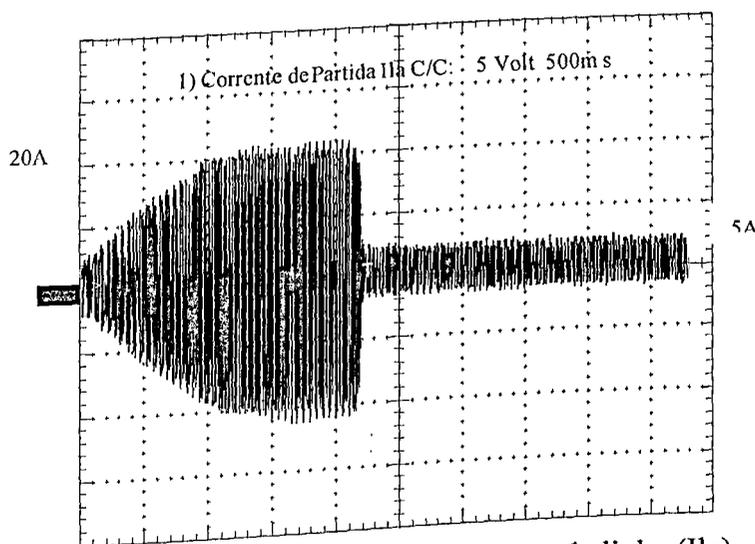


Figura 5.33 - Forma de onda da corrente de linha (Ila).

A figura 5.33 mostra que a corrente de linha foi limitada em 20 amperes, e que após aproximadamente 2 segundos entrou em regime permanente e a corrente estabilizou-se em 5 amperes. Constatamos que a corrente de partida atingiu o máximo de 4 vezes a corrente do motor em regime. No ensaio partida direta com carga a corrente de partida foi de 35 amperes e a relação (I_p/I_n) foi de 6.

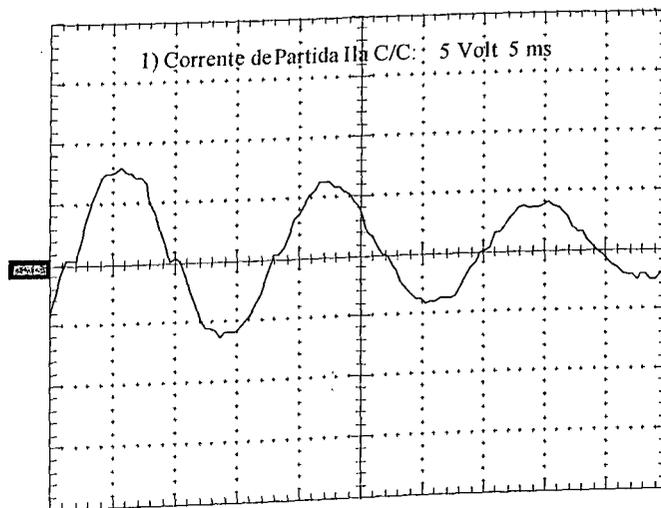


Figura 5.34 - Forma de onda da corrente de linha (Ia).

A figura 5.34 retrata apenas o fechamento total do ângulo de disparo e consequentemente o fornecimento ao motor de toda a tensão do sistema supridor.

A seguir será mostrado as formas de onda da variação da tensão durante essa partida.

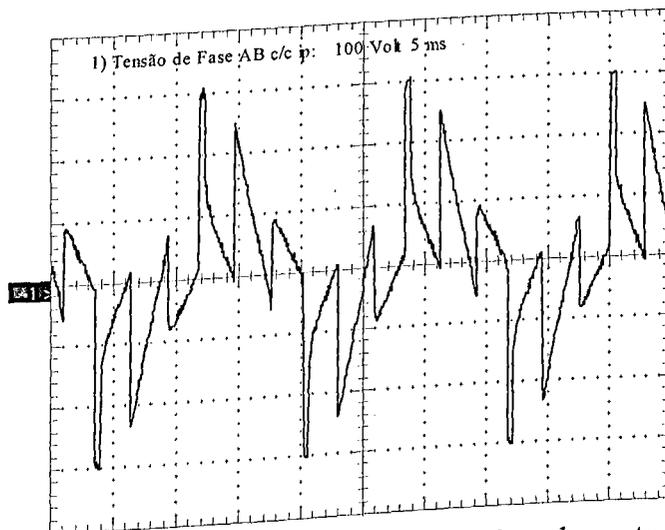


Figura 5.35 - Forma de onda da tensão de fase do motor (Vab).

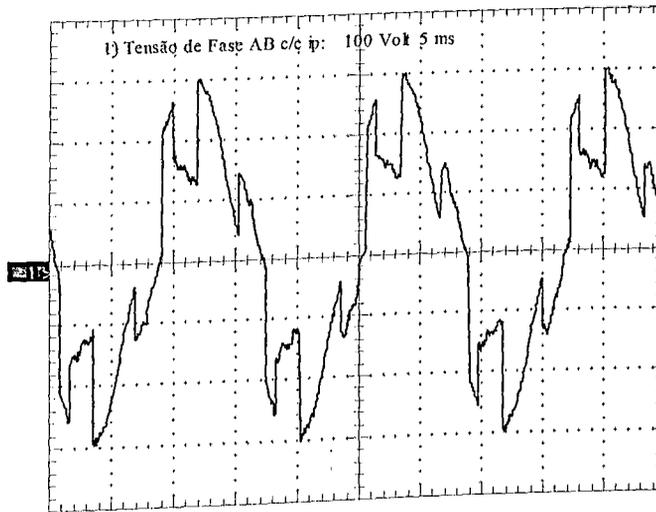


Figura 5.36 - Forma de onda da tensão de fase do motor(V_{ab}).

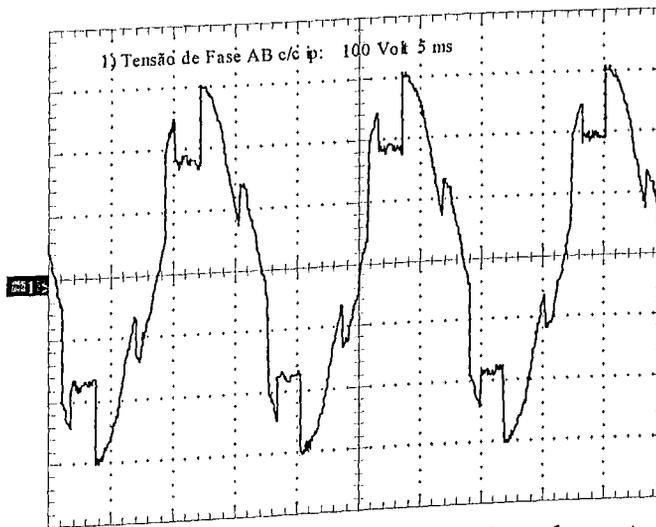


Figura 5.37 - Forma de onda da tensão de fase do motor(V_{ab}).

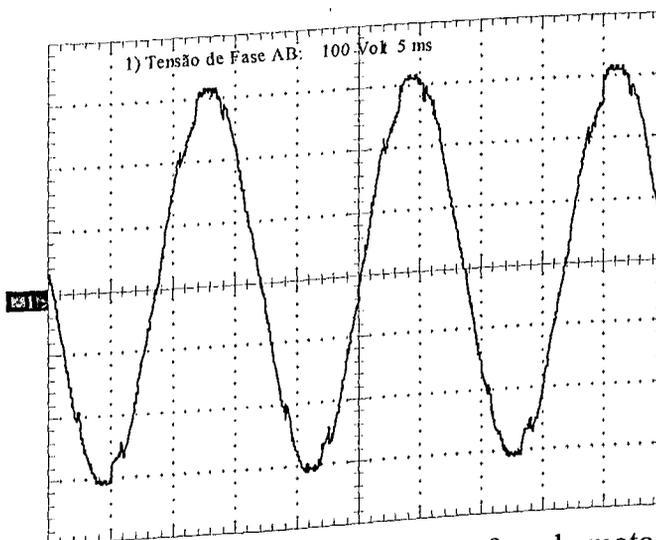


Figura 5.38 - Forma de onda da tensão de fase do motor(V_{ab}).

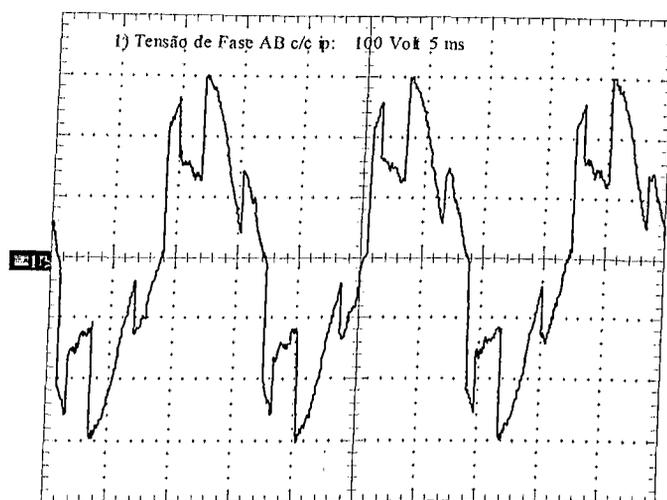


Figura 5.36 - Forma de onda da tensão de fase do motor(V_{ab}).

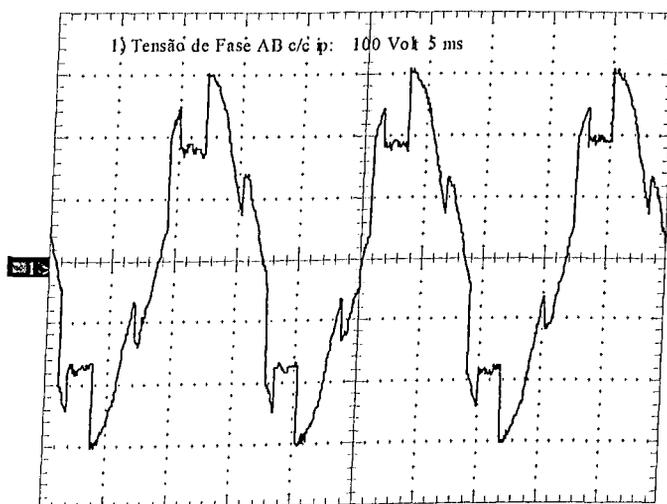


Figura 5.37 - Forma de onda da tensão de fase do motor(V_{ab}).

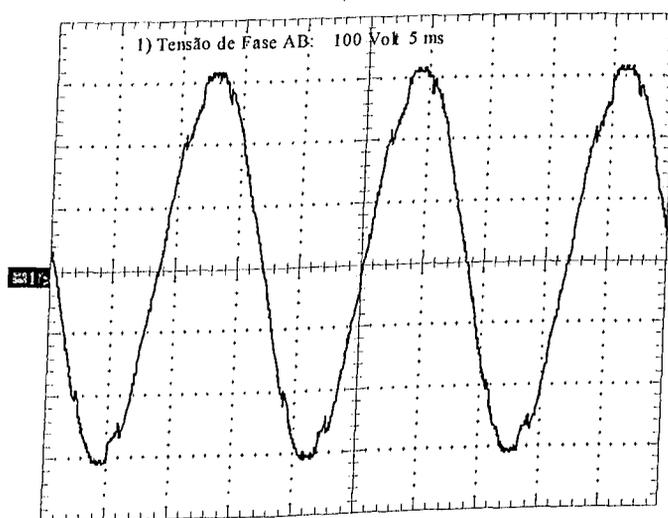


Figura 5.38 - Forma de onda da tensão de fase do motor(V_{ab}).

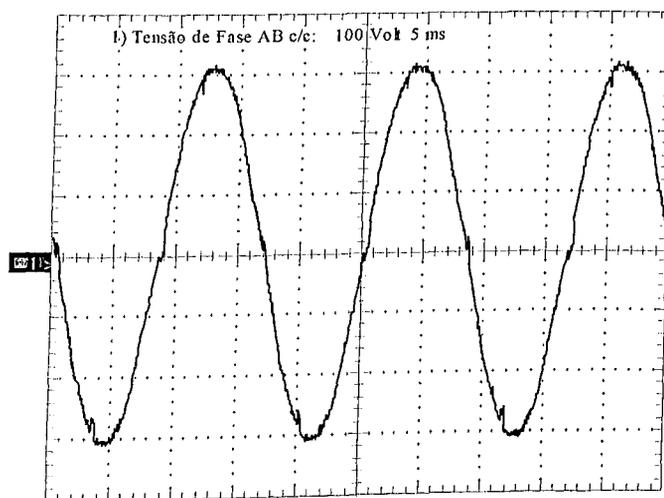


Figura 5.39 - Forma de onda da tensão de fase do motor (V_{ab}).

Nas figuras 5.35 a 5.39, faz-se uma evolução da tensão de fase de toda a partida mostrada na figura 5.28. Retrata-se desde o início o crescimento da tensão e consequentemente a variação do ângulo de disparo desde sua abertura até seu fechamento por completo onde a tensão passa a ser senoidal, conforme visto na figura 5.39.

5.4 - CONCLUSÃO.

Foram apresentados neste capítulo os resultados experimentais obtidos no laboratório quando o motor de indução é submetido a vários métodos de partida, com o objetivo de minimizar os efeitos nocivos que as altas correntes de partida podem causar ao sistema supridor e até mesmo na própria máquina.

Com a realização destes ensaios foi possível analisar e identificar as vantagens e desvantagens de cada método utilizado, chegando a conclusão de que a partida suave “*soft-starter*” é a que apresentou as melhores condições, ou seja, diminuindo as consequências prejudiciais que a partida do motor de indução pode causar.

A seguir serão apresentadas as conclusões finais deste trabalho, assim como as sugestões para futuros trabalhos.

BIBLIOTECA

CAPÍTULO VI

CONCLUSÃO

Embora muitas conclusões específicas dentro dos respectivos capítulos já tenham sido destacadas, este capítulo tem por objetivo abranger de uma forma mais compacta os resultados obtidos nesse trabalho.

Foram discutidos os efeitos nocivos que podem advir dos diversos tipos de partida de motores de indução, ao sistema supridor de energia e até mesmo ao próprio motor. A aplicação de técnicas de partida suave com controle de corrente, em particular, a técnica de soft-starter, podem reduzir consideravelmente estes efeitos. A partir da determinação dos ângulos de disparo dos tiristores, pode-se controlar a tensão aplicada ao motor e conseqüentemente o controle da corrente, que é o causador, em maior potencialidade dos efeitos prejudiciais citados.

O trabalho apresenta as formas de onda, resultantes da simulação digital da operação do motor de indução quando alimentado com estes tipos de tensões. A análise, baseia-se em duas condições de carga aplicada ao motor: motor a vazio e a plena carga.

Verifica-se pela comparação dos resultados de simulação com os resultados de testes experimentais uma boa similaridade nos resultados. Isto permite conclusões confiáveis a partir dos resultados simulados, em particular para aquelas grandezas de interesse cujas medidas experimentais não foram viabilizadas, como é o caso das oscilações de conjugado e velocidade. Ressalta-se ainda que os bons resultados observados foram obtidos com o modelo matemático, tanto do motor como da alimentação, idealizados.

Objetivando verificar experimentalmente os estudos teóricos foi projetado e desenvolvido um sistema estático, com controle microprocessado (via computador). Esta, de fato foi a etapa mais trabalhosa e com maior consumo de tempo de todo o plano de trabalho.

CAP. VI - Conclusão.

Os ensaios em laboratório foram realizados para as condições em vazio e com carga. Com um sensor de efeito hall colheu-se a corrente do motor no momento da partida.

Com o auxílio de um osciloscópio e o software “Waveform”, foi possível adquirir formas de onda da corrente em todo o período da partida. As correntes de linha e de fase adquiridas são muito semelhantes aos resultados simulados.

Diante de uma substancial redução dos efeitos nocivos, que possam advir para a obtenção do controle do motor de indução, fica claro que a partir do emprego de métodos mais sofisticados, utilizando tiristores e microprocessadores, torna-se viável, cada vez mais o emprego deste tipo de motor em servo acionamentos. Junto a vantagens naturais oferecidas por este tipo de máquina, o emprego deste tipo de motor torna-se ainda mais abrangente em todos os setores.

Finalmente, destacam-se como contribuições do presente trabalho as seguintes:

- Desenvolvimento de um programa de simulação para a análise da operação do motor de indução durante a partida suave com controle de tensão e corrente.
- A verificação experimental da viabilidade da técnica de partida suave para acionamentos de motores de indução.

Sugestões para trabalhos futuros:

- Fazer a leitura das correntes durante a partida nas três fases e desenvolver os circuitos de disparos independentes para cada fase.
- Substituir os TRIAC's por SCR's em antiparalelo, adaptar os circuitos de disparos, para que o sistema possa partir motores de maior potência.
- A substituição do microcomputador por um microprocessador dedicado (microcontrolador) torna o equipamento viável e atrativo para a produção em escala industrial.
- Pesquisar o comportamento da máquina durante a partida.
- Criar uma função dinâmica de controle de ângulos de disparo no programa de simulação com a função de minimizar as oscilações de conjugado e em seguida implementar no programa de controle[32].

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - Sharma, V.K., and Fleming, R.J.: "Analysis of a three-phase delta-connected induction load controlled by an SCR-diode switch", IEEE Trans., 1985, IA-21, pp. 555-561.
- [2] - McMurray, W.: "A comparative study of simetrical three-phase circuits for phase controlled AC motor drives", IEEE Trans., 1974, IA-10, pp.403-411.
- [3] - Paice, D.: "Induction motor speed control by stator voltage control", IEEE Trans., 1968, PAS-87, pp.585-590.
- [4] - Nazar, H., Haque, M., and Shepherd, W. : "Analysis and performance of three-phase phase-controlled thyristor AC voltage controllers", IEEE Trans., 1985, IE-32, (3), pp.192-199.
- [5] - Hamed, S. A., and Chalmers, B.J.: "New method of analysis and performace prediction for thyristor voltage controlled R-L loads", IEE Proc B, Electr. Power Appl., 1987, 134, (6), pp 339-347
- [6] - Dawe, R.M., and Hughes, A.: "Controlled acceleration soft-starting of cage induction motors", International Research and Development Ltd, Newcastle Upon Tyne, NE6 2YD, UK. , Department of Electronic & Electrical Engineering, University of Leeds, Leeds LS2 9JT, UK.
- [7] - Goldemberg, C.: "Chaves estáticas de partida: funcionamento e controle", Revista Eletricidade Moderna , Fevereiro, 1995, pp.44.
- [8] - Oliveira, N., and Nagai, S.E.: "Aspectos a serem considerados na aplicação de soft-starters", Revista Eletricidade Moderna, Abril, 1996, pp.58.
- [9] - Bristow, R.E.: "Soft-start, energy economy and control of induction motors", Fairford Electronics Limited Totnes, Devon, England.
- [10] - Acarnley, P. P., et al. *Field Orientation in AC Drives: "State-of-the Art and Future Prospects"*. In IEE Conference on electrical machines and Drives. 1989 London.
- [11] - Alger, P. L., "Induction Machines", Gordon and Breach, New York, NY, 1970.
- [12] - Andrade, D. A., "Dynamic Control of Inverter-fed Cage Induction Motors". The University Leeds, Leeds U.K., april 1994.
- [13] - Barbi, Ivo. "Eletrônica de Potência". Ed. da UFSC. Florianópolis - SC, 1986.

Referências bibliográficas

- [14] - Barbi, Ivo. "Teoria Fundamental do Motor de Indução". Ed. da UFSC / Eletrobrás. Florianópolis - SC, 1985.
- [15] - Bose, B. K. "Power Electronics and AC Drivers", 1st. ed. 1986. Prentice Hall.
- [16] - Bose B. K., "Power Electronics and Motion Control" - *Technology Status and Recent Trends*. IEEE Transactions on Industry Applications, 1993. vol. 29(5): p. 902-909.
- [17] - Chalmers, B. J., & Sarkar, B. R., "Induction Motor Losses Due to Nonsinusoidal Supply Waveforms", Proc. IEE, 115, 12, december 1968, pp. 1777-1782.
- [18] - Del Toro, V., "Fundamentos de máquinas elétricas". Prentice-Hall do Brasil, 1ª. ed., Rio de Janeiro - RJ. 1994.
- [19] - Fitzgerald, A. E., Kingsley, C. Jr. e Kusko, A.; "Máquinas elétricas". Ed. McGraw-Hill.
- [20] - Leonhard, W. "Field-Oriented for Controlling AC Machines, Principles and Application". A Tutorial. in 3rd International Conference on Power electronics and variable-Speed Drives. 1988. London.
- [21] - Klingshirn, E. A., & Jordan, H. E., "Polyphase Induction Motor Performance and Losses on Nonsinusoidal Voltage Sources", IEEE Transactions Power Appar. Syst., PAS-87, 3, march 1968, pp. 624-631.
- [22] - Malvino, A. P., "Eletrônica", São Paulo - SP, McGraw-Hill, vol. 1-2, 1987.
- [23] - McLean, G. W., Nix, G. F., & Alwash, S. R., "Performance and Design of Induction Motors with Square-wave Excitation", Proc. IEE, 116, 8, Aug. 1969, pp. 1405-1411.
- [24] - Murphy, J. M. D. & Turnbull, F. G., "Power Electronic Control of AC Motors". Oxford U.K., Pergamon Press, 1989.

Referências bibliográficas

- [25] - Pertence Junior, Antônio. "Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos : Teoria, Projetos, Aplicações e Laboratório". Ed. McGraw-Hill. São Paulo - SP, 1988.
- [26] - Sen, P., Electric Motor Drives and Control. Past, Present and Future. IEEE Transactions on Industry Electronics, 1990. 37(6): p. 562-575.
- [27] - Williams, B. W. "Power electronics". Ed. The Macmillan Press LTD. London - U.K. 1992.
- [28] - Kostenko M., Piotrovski L., "Máquinas elétricas", editora Lopes da Silva, Porto, Portugal, 1974.
- [29] - Murphy, J. M. D. & Honsingner, V. B., Efficiency Optimization of Inverter-fed Induction Motor Drives, Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting, 1982, pp 544-552.
- [30] - Kosov, Irving. "Máquinas Elétricas e Transformadores". Ed. Globo. Rio de Janeiro - RJ, 1983.
- [31] - Rondini, A. Célio, Tese de Mestrado "Estudo do Comportamento do Motor de Indução Acionado por Conversor Estático Utilizando a Técnica de Eliminação Harmônica" Universidade Federal de Uberlândia, 1997.
- [32] - C. Barkak, I. Çadirci and M. Ermis "An Induction Motor Soft Starter Minimizing Starting Torque Pulsations: Transient State Analysis Using na ABC/dq Model", METU Electrical and Electronics Engineering Department TR-06531 Ankara - Turkey, 1998.

APÊNDICE A

PROGRAMAS PARA SIMULAÇÃO DIGITAL

No intuito de facilitar a compreensão do leitor, são apresentados os programas utilizados na simulação digital deste trabalho. Como foi apresentado no capítulo 3, estes programas foram divididos em três, onde: O programa 1 é o programa principal, que fornece os dados de saída, tais como: tensões, correntes, conjugados, etc. O programa 2 apresenta a função para a solução da equação diferencial, como também o controle de corrente do sistema e os parâmetros para simulação da chave estrela-triângulo e chave compensadora. E por fim, o programa 3 gera as formas de onda da tensão de alimentação tiristorizadas, ou seja, simula o funcionamento dos triac's fornecendo tensões ao motor de indução.

PROGRAMA 1

```
%***** PROGRAMA PRINCIPAL *****  
clc, clear  
global Ss Vrd Vrq V AT Rs Rr Rsd Rsq Ls Lr M p K b To J Ws To1 To2 To3 ts ts1 D A PP T  
F Vm th1 th2 alfaG Np Contp npper Aiap ky Ky VetorAlfaG  
  
%%% Numero do periodo atual  
Np = 1;  
%%% Contador de periodos  
Contp = 1;
```

Apêndice A - Programas para Simulação Digital.

```
%%% Outras (ver "fprinci4.m")
npper      = 0;
Aiap       = 0;
c = 0;
%%%%%%%%%
%%% CONDICÕES INICIAIS (VOCE DEVE ESCOLHER ANTES DA SIMULACAO!) %%%
% Angulo para a partida em graus
alfaG      = 0;%140;
VetorAlfaG = [alfaG];

Vm         = 220*sqrt(2);
th1        = 240*pi/180;
th2        = 120*pi/180;
ti         = 0;
tt         = 60/60; % Tempo total ou final
ky         = 0.578;%1;%0.8;%0.65;%1;
disp('** PARÂMETROS DA REDE DE ALIMENTAÇÃO **')
disp(' ')
F=60;% input('ENTRE COM A FREQUÊNCIA: ')
Vrd=0; % CONSIDERANDO ROTOR GAIOLA:
Vrq=0;
yo=[0 0 0 0];%input('ENTRE COM OS VALORES DE "Isd; Isq; Ird; Irq; Wr" : ')
disp(' ')
disp('** PARÂMETROS DO MOTOR **')
disp(' ')
Ls=.35085;%input('ENTRE COM A INDUTÂNCIA DO ESTATOR: ')
Lr=.35085;%input('ENTRE COM A INDUTÂNCIA DO ROTOR: ')
M=.33615;%input('ENTRE COM A INDUTÂNCIA MÚTUA DO MOTOR: ')
Rs=7.56;%input('ENTRE COM A RESISTÊNCIA DO ESTATOR: ')
Rsd=Rs;
Rsq=Rs;
```

Apêndice A - Programas para Simulação Digital.

```
Rr=4.2;%input('ENTRE COM A RESITÊNCIA DO ROTOR: ')
p=2;%input('ENTRE COM O NÚMERO DE PARES DE POLOS:')
clc

disp(' ')
disp('** PARÂMETROS DA CARGA **')
disp(' ')
disp('Tcarga=To+K*Wrpm^b')
disp(' ')
disp('DIGITE (valor de b):')
disp(' 0 - para cargas de conjugado constante')
disp(' 1 - para cargas de conjugado linear')
disp(' 2 - para cargas de conjugado quadrático')
disp('-1 - para cargas de conjugado hiperbólico')
disp(' ')
b=2;%input('ENTRE COM UM DOS VALORES ACIMA: ')
To=0;%input('ENTRE COM O CONJUGADO DE CARGA INICIAL: ')
Too=To;
K=0;%2.25e-004;%2.854e-004;%3.54624e-5;%input('ENTRE COM A CONSTANTE DE
PROPORCIONALIDADE K: para rpm ')
J=.0027;%input('ENTRE COM O MOMENTO DE INÉRCIA: ')
AT=0;%input('ENTRE COM O ATRITO VISCOSO "B" : ')

%%%%%%%%%%
%%% CALCULOS...
Ws=2*pi*F;
D=M^2-Ls*Lr;
A=zeros(5,5);
A(1,1)=Lr/D*Rsd;
A(1,3)=-M/D*Rr;
A(2,2)=Lr/D*Rsq;
A(2,4)=-M/D*Rr;
```

Apêndice A - Programas para Simulação Digital.

```
A(3,1)=-M/D*Rsd;
A(3,3)=Ls/D*Rr;
A(4,2)=-M/D*Rsq;
A(4,4)=Ls/D*Rr;
A(5,5)=1/J*AT;
V=zeros(1,5);
PP=sqrt(2/3)*[1 -1/2 -1/2; 0 sqrt(3)/2 -sqrt(3)/2; 1/sqrt(2) 1/sqrt(2) 1/sqrt(2)];
h=1e-4;
disp('Aguarde Simulacao...')
[t,y] = rkt45('fprinci4',ti,tt,yo,h);

%%%%%%%%% ROTINAS DEPOIS DA SIMULACAO %%%%%%%%%%%

Isd=y(:,1);
Isq=y(:,2);
Ird=y(:,3);
Irq=y(:,4);

Wrpm = y(:,5)*60/(2*pi); % Wrpm = vel. em rpm p/ motor de 4 polos

Isa=sqrt(2/3)*Isd;
Isb=sqrt(2/3)*(-1/2*Isd+sqrt(3)/2*Isq);
Isc=sqrt(2/3)*(-1/2*Isd-sqrt(3)/2*Isq);

Ila = Isa - Isb;
Ilb = Isb - Isc;
Ilc = Isc - Isa;

Ira=sqrt(2/3)*Ird;
Irb=sqrt(2/3)*(-1/2*Ird+sqrt(3)/2*Irq);
Irc=sqrt(2/3)*(-1/2*Ird-sqrt(3)/2*Irq);

Vsd = sqrt(2/3)*(Va - 1/2*Vb - 1/2*Vc);
Vsq = sqrt(2/3)*(sqrt(3)/2 * Vb - sqrt(3)/2 * Vc);
```

Apêndice A - Programas para Simulação Digital.

```
Tcarga=To+K*Wrpm.^b; % K = cte proporcionalidade para " rpm "  
Tmotor=p*M*(Isq.*Ird - Isd.*Irk);  
psid=M*Isd+Lr*Ird; % Componente de fluxo resultante no rotor - eixo direto  
psiq=M*Isq+Lr*Irk; % Componente de fluxo resultante no rotor - eixo quadratura  
psir=sqrt(psid.^2+psiq.^2);  
  
clc  
disp(' ')  
disp('PODEMOS PLOTAR: Isa Isb Isc Ila Ilb Ilc Isd Isq Ira Irb Irk')  
disp('      Wrpm Tmotor Tcarga psir')  
  
ploten  
return
```

PROGRAMA 2

```
% MODELAMENTO DO MOTOR (EQS. DIFERENCIAIS)  
% t  
% y = [Isd Isq Ird Irk Vel_ang_weletrica]  
  
% If = CORRENTE FINAL OU MAXIMA PERMITIDA (amperes)  
% PG = PASSO DE DECREMENTO OU INCREMENTO DO ANGULO DE CONDUCAO  
(graus)  
%  
% npper = numero de pontos por periodo  
% Aiap= acumulativo do valor absoluto (retificacao em onda completa) da corrente Isa por  
periodo  
% Mpia = media do valor absoluto da corrente Isa por periodo  
% Np = numero que conta o periodo atual  
  
% A MEDIA para cada periodo (retif. ONDA COMPLETA) foi calculada por:  
% Mpia =  
% = SOMATORIO(ABSOLUTO(valores de Isa no e-nesimo periodo ))/[n. de pontos Isa no
```

Apêndice A - Programas para Simulação Digital.

e-nesimo periodo];

```
function yyp=fprinci4(t,y)
```

```
global Ss Vrd Vrq V AT Rs Rr Rsd Rsq Ls Lr M p K b To J Ws D A PP F T alfaG Np Contp  
npper Aiap ky Ky VetorAlfaG
```

```
%%% CONDICAOES INICIAS %%%
```

```
If      = 8000000000;%12;%8;
```

```
PG      = 0;%1;
```

```
%%% OBSERVACAO IMPORTANTE: o angulo alfaG deve ser inicializado no INICIO do  
programa MOTORIN4.M
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
if (t > 0.402) & (t <= 0.41) %%%%PARA PARTIDA ESTRELA-TRIANGULO%%%
```

```
Rsd = 999;
```

```
Rsq = 999;
```

```
if Ss == 0
```

```
    A=zeros(5,5);
```

```
    A(1,1)=Lr/D*Rsd;
```

```
    A(1,3)=-M/D*Rr;
```

```
    A(2,2)=Lr/D*Rsq;
```

```
    A(2,4)=-M/D*Rr;
```

```
    A(3,1)=-M/D*Rsd;
```

```
    A(3,3)=Ls/D*Rr;
```

```
    A(4,2)=-M/D*Rsq;
```

```
    A(4,4)=Ls/D*Rr;
```

```
    A(5,5)=1/J*AT;
```

```
    V=zeros(1,5);
```

```
    Ss = Ss + 10;
```

```
end
```

```
end
```

```
if t > 0.41 %%%%PARA PARTIDA ESTRELA-TRIANGULO%%%
```

```
    ky = 1;
```

```
    Rsd = 7.56;
```

```
    Rsq = 7.56;
```

Apêndice A - Programas para Simulação Digital.

```
if Ss == 10

    A=zeros(5,5);
    A(1,1)=Lr/D*Rsd;
    A(1,3)=-M/D*Rr;
    A(2,2)=Lr/D*Rsq;
    A(2,4)=-M/D*Rr;
    A(3,1)=-M/D*Rsd;
    A(3,3)=Ls/D*Rr;
    A(4,2)=-M/D*Rsq;
    A(4,4)=Ls/D*Rr;
    A(5,5)=1/J*AT;

    V=zeros(1,5);

    Ss = Ss + 10;

end

end

%if t > 0.5 %%%%%%%%%%(So para CHAVE COMPENSADORA)%%%%%%%%%
% ky = 1;
%end

Isa = sqrt(2/3)*y(1);
Isb = sqrt(2/3)*(-1/2*y(1)+sqrt(3)/2*y(2));
Ila = Isa - Isb;
npper = npper + 1;
Aiap = Aiap + abs(Ila);
Np = fix(t*F);

if (Np+1) > Contp

    Mpia = Aiap/npper;
    Contp = Contp + 1;

% QUAISQUER VALORES NO TEMPO t = (Contp*periodo), POSITIVOS OU
% NEGATIVOS

if Mpia >= If % Diminuir angulo alfaG (diminuindo a tensao)
    if alfaG < 180
        k1 = alfaG+PG;
```

Apêndice A - Programas para Simulação Digital.

```
        alfaG = k1;
    end

    if alfaG >= 180          % Angulo maximo = 180 graus
        alfaG = 180;
    end

else          % Aumentar angulo alfaG (aumentando a tensao)
    if alfaG > 0
%       disp('Entrou em - PG !!!')
        k2 = alfaG-PG;
        alfaG = k2;
    end

    if alfaG <= 0
        alfaG = 0;    % Angulo minimo = 0 graus
    end

end

VetorAlfaG = [VetorAlfaG;alfaG];

% "reset" de Aiap e de npper para proximo periodo

Aiap = 0;
npper = 1;

end

%% PARAMETROS PARA SIMULAR CHAVE COMPENSADORA %%%
% Configurar o programa para partida direta: If >>> 700000. PG = 0 AlfaG = 0. %%%
% Utilizar o valor de ky em motorin4.m e tensão4.m de 0.65:p/tap65%, 0.8:p/tap80% %%
% Utilizar em fprince4.m e tensão4.m a verificação de tempo: %%%
% (para t > 0.5, ky = 1) %%%
% %%%

%% %%% PARAMETROS PARA SIMULAR CHAVE ESTRELA/TRIANGULO %%%
% Configurar o programa para partida direta: If >>> 700000. PG = 0 AlfaG = 0. %%%
% Utilizar o valor de ky em motorind4.m e tensão4.m de 0.578. ky = 0.578 %%%
% Utilizar em fprince4.m e em tensão4.m as seguintes verificações de tempo: %%%
% (para t > 0.402 e < 0.41, Rsd e Rsq = 999) (para t > 0.41),Rsd e Rsq =7.56 ky=1)%
% Calcular as matrizes novamente dentro dos if's %%%
% %%%
```

Apêndice A - Programas para Simulação Digital.

$[V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}] = \text{tensao4}(t, \text{alfaG});$

$V = PP * [V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}];$

$A(1,2) = -M^2/D * p * y(5);$

$A(1,4) = -M/D * p * L_r * y(5);$

$A(2,1) = M^2/D * p * y(5);$

$A(2,3) = M/D * p * L_r * y(5);$

$A(3,2) = L_s/D * p * M * y(5);$

$A(3,4) = L_s/D * p * L_r * y(5);$

$A(4,1) = -L_s/D * p * M * y(5);$

$A(4,3) = -L_s/D * p * L_r * y(5);$

$A(5,3) = 1/J * p * M * y(2);$

$A(5,4) = -1/J * p * M * y(1);$

$V(5) = T_o + K * y(5)^b;$

$R = [-L_r/D * V(1); -L_r/D * V(2); M/D * V(1); M/D * V(2); -1/J * V(5)];$

$y_{yp} = A * y + R;$

PROGRAMA 3

%%% SISTEMA DE ACIONAMENTO TIRISTORIZADO %%%

function [Vsa, Vsb, Vsc] = tensao4(t, alfaG)

global T F Vm th1 th2 ky

alfaR = alfaG * pi / 180; % Graus para radianos

ky = 0.578; %0.8; %0.65; %1;

if t > 0.402

 ky = 0.02;

end

if t > 0.41

 ky = 1;

end

Apêndice A - Programas para Simulação Digital.

```
%if t > 0.5 %(So para chave compensadora)
% ky = 1;
%end

wt    = 2*pi*F*t;
Va1   = ky*Vm*sin(wt);
Vb1   = ky*Vm*sin(wt+th1);
Vc1   = ky*Vm*sin(wt+th2);
na    = fix(t*F);
nb    = fix( (t + th1/(2*pi*F)) * F);
nc    = fix( (t + th2/(2*pi*F)) * F);

if (2*pi*na <= wt) & (wt < 2*pi*na + alfaR) |...
(2*pi*na + pi <= wt) & (wt < 2*pi*na + pi + alfaR)

    Vsa = [Vsa 0];
else
    Vsa = [Vsa Va1];
end

if (2*pi*nb - th1 <= wt) & (wt < 2*pi*nb + alfaR - th1 ) |...
(2*pi*nb + pi - th1 <= wt) & (wt <= 2*pi*nb + pi + alfaR - th1)

    Vsb = [Vsb 0];
else
    Vsb = [Vsb Vb1];
end

if (2*pi*nc - th2 <= wt) & (wt < 2*pi*nc + alfaR - th2 ) |...
(2*pi*nc + pi - th2 <= wt) & (wt <= 2*pi*nc + pi + alfaR - th2)

    Vsc = [Vsc 0];
else
    Vsc = [Vsc Vc1];
end

% Funcao para plotar as tensoes: Va, Vb, Vc    => da rede;
%          Vsa, Vsb, Vsc                       => na carga (depois dos tiristores);
%

global T F Vm th1 th2 ky
VVsa = [];
VVsb = [];
VVsc = [];
```

Apêndice A - Programas para Simulação Digital.

```
Vteste = [];
```

```
for i = 1:length(t)
```

```
    [VVsa(i),VVsb(i),VVsc(i)] = tensao4(t(i),VetorAlfaG(fix(t(i)*F)+1));
```

```
    wt    = 2*pi*F*t(i);
```

```
    % Tensoes de linha
```

```
    VVa(i) = ky*Vm*sin(wt);
```

```
    VVb(i) = ky*Vm*sin(wt+th1);
```

```
    VVc(i) = ky*Vm*sin(wt+th2);
```

```
    % Tensoes de fase - neutro
```

```
    %VVan(i)    = Vm/sqrt(3)*sin(wt-pi/6);
```

```
    %VVbn(i)    = Vm/sqrt(3)*sin(wt+th1-pi/6);
```

```
    %VVcn(i)    = Vm/sqrt(3)*sin(wt+th2-pi/6);
```

```
end
```

APÊNDICE B

PROGRAMA PARA CONTROLE DO SISTEMA DE PARTIDA

O programa apresentado a seguir é utilizado para a realização dos testes em laboratório. Ele realiza o interfaciamento entre o microcomputador e o sistema de partida, controlando todo o processo de controle da tensão e corrente aplicado ao motor, variando o ângulo de disparo dos triac's. Este programa foi desenvolvido em linguagem C.

PROGRAMA

```
#include<stdio.h>
#include<dos.h>
#include<conio.h>
#include<math.h>
#include<string.h>

void borda(int, int, int, int);
unsigned int ADC8(unsigned char, unsigned int, unsigned int);
void DAC8(float, unsigned int);
void le_corr();
void calc_par();

float IIA = 0;
float IIA1 = 0;
float If = 0;

main()

{
```

Apêndice B - Programa para Controle do Sistema de Partida.

```
unsigned int tcl;
unsigned int tcl1;
unsigned int tcl2;
unsigned int x;
unsigned int ctl = 1;
float Lmax = 0;
float Lmax_old = 0;
float In = 0;
float In1 = 0;
float Rel = 0;
float Ip = 0;
float valor = 1;
float prc = 30;

clrscr();
window(3,2,75,25); /* chama a funcao window */
borda(3,2,75,25); /* chama a funcao borda */
gotoxy(2,2);
gotoxy(20,2);
cprintf("UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLANDIA");
gotoxy(5,3);
cprintf("Laboratorio de Acionamento de Maquinas Eletricas");

/* gotoxy(5,5);*/
/* cprintf("Qual o valor da corrente nominal do motor? ...");*/
/* scanf("%f", &In);*/
In = 5;
/* gotoxy(5,6);*/
/* cprintf("Qual o valor da relacao Ip/In motor? ...");*/
/* scanf("%f", &Rel);*/
Rel = 5;
Ip = Rel*In;

gotoxy(5,7);
cprintf("Qual o limite maximo da corrente de partida? (0 a 100%):... ");
scanf("%f", &Lmax);
if((0>Lmax)|| (Lmax>100))
{
    Lmax = Lmax_old;
    gotoxy(56,9);
    cprintf("%4.1f", Lmax_old);
}
Lmax_old = Lmax;
If = Lmax *Ip/100;

gotoxy(10,14);
cprintf(" o valor de If = ");
```


Apêndice B - Programa para Controle do Sistema de Partida.

```
gotoxy(5,15);
cprintf("Para interromper pressione <S> ou <s>");

if(kbhit())
{
    tcl = getch();

    if((83 == tcl)||((115 == tcl)) /* caso pressione S ou s */
    { do
        {
            prc = prc - valor;
            if (prc < 0)
                {prc = 0;
                }
            DAC8(prc, 0x301); /* funcao que controla TCA3F_1 */
            delay(1);
        }while (prc > 0);
        outportb(0x301,255);/*zera corrente de saida*/
        gotoxy(5,18);
        cprintf("                ");
        gotoxy(5,17);
        cprintf("<<<<PROCESSO INTERROMPIDO>>>>");
        do
        {
            gotoxy(5,20);
            cprintf("Pressione <ENTER> para sair ");
            x = getch();
            if(x == 13) /* caso pressione <ENTER> */
            {
                IIA1 = 1000;
                ctl = 0; /* sai do laco interno */
                outportb(0x302,0); /* zera port C */
                clrscr();
            }
        }while(x != 13);
    }
}

gotoxy(5,16);
cprintf("Para controlar a tensao do motor em vazio pressione <Y> ou <y>");

if(kbhit())
{
    tcl2 = getch();

    if((89 == tcl2)||((121 == tcl2)) /* caso pressione Y ou y */
```

Apêndice B - Programa para Controle do Sistema de Partida.

```
{
  cprintf("ENTREI NO Y");
  le_corr();
  In1 = IIA;

  if (IIA < In)
  {
    do
      { cprintf("o valor de prc e");
        cprintf("%3.5f" , prc);
          prc = prc - valor;
          if (prc < 0)
            {prc = 0;
              }
          DAC8(prc,0x301);
          /*delay(0.01);*/
          le_corr();
          IIA1 = IIA;

          cprintf("o valor de IIA1 e");
          cprintf("%3.5f" , IIA1);

          cprintf("o valor de In1 e");
          cprintf("%3.5f" , In1);

          if (IIA1 < In1)
            {valor = 0;
              }

          gotoxy(5,15);
          cprintf("Para ** interromper pressione <S> ou <s>");

          if(kbhit())
            {
              tcl1 = getch();

              if((83 == tcl1)||(115 == tcl1)) /* caso pressione S ou s */
                { do
                  {
                    prc = prc - valor;
                    if (prc < 0)
                      {prc = 0;
                        }
                    DAC8(prc, 0x301); /* funcao que controla TCA3F_1 */
                    delay(1);
                  }while (prc > 0);
                  outputb(0x301,255);/*zera corrente de saida*/
```

Apêndice B - Programa para Controle do Sistema de Partida.

```
        gotoxy(5,18);
        cprintf("                ");
        gotoxy(5,17);
        cprintf("<<<<PROCESSO INTERROMPIDO>>>>");
        do
        {
            gotoxy(5,20);
            cprintf("Pressione <ENTER> para sair ");
            x = getch();
            if(x == 13) /* caso pressione <ENTER> */
            {
                IIA1 = 1000;
                ctl = 0; /* sai do laço interno */
                outportb(0x302,0); /* zera port C */
                clrscr();
            }
            }while(x != 13);
        }
    }while(IIA1 < In);
}
}

}

} while (IIA1 <= If);
} while(ctl != 0);

return 0;

}
/* Desenha uma borda em torno de uma janela de texto. */

void borda (int iniciox, int inicioy, int fimx , int fimy)
{
    register int i;

    gotoxy(1,1);
    for(i=0;i<=fimx-iniciox;i++)
        putch('*');
    gotoxy (1, fimy-inicioy);
    for (i=0;i<=fimx-iniciox; i++)
        putch('*');
    for(i=2;i<fimy-inicioy;i++)
    {
        gotoxy(1,i);
        putch('*');
    }
}
```

Apêndice B - Programa para Controle do Sistema de Partida.

```
        gotoxy(fimx-iniciox+1,i);
        putch('*');
    }
}

unsigned int ADC8(unsigned char I, unsigned int Adr_out, unsigned int Adr_in)
{
    unsigned int ADC_out = 0;
    I = 2 + (I * 8); /* calcula palavra de controle do ADC */
    outportb(Adr_out,I); /* seleciona o chip e escolhe entrada */
    outportb(Adr_out,I+4); /* habilita latch */
    delay(50);
    outportb(Adr_out,I); /* habilita saida */
    delay(25);
    ADC_out = inportb(Adr_in); /* le dados saida */
    outportb(Adr_out,0); /* desabilita chip */
    return ADC_out;
}

void DAC8(float prec, unsigned int Adr_out)
{
    float pwr = 0.0;
    float pwr_d = 0.0;
    pwr = 2.55 * (100 - prec);
    pwr_d = pwr - (int)pwr;
    if(pwr_d >= 0.5) pwr = pwr + (1 - pwr_d);
    else pwr = pwr - pwr_d;
    outportb(Adr_out, pwr);
}

void le_corr()
{
    IIA = ADC8(1, 0x302, 0x300);
    IIA = IIA / 100;
    IIA = IIA * 3;
}_
```

FU-00010027-0