

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

DSCE - DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

***CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DO MOTOR DE INDUÇÃO
MONOFÁSICO COM CAPACITOR CHAVEADO***

JOSÉ FRANCISCO MARCONDES DE ALMEIDA

Orientador: ***Prof. EDSON BIM***

Banca examinadora:

JOSÉ ANTENOR POMILIO

GILBERTO COSTA D. SOUSA

Este exemplar corresponde a redação final da tese
defendida por Jose Francisco Marcondes
de Almeida e aprovada pela Comissão
Julgada em 31 / 03 / 2000.
Edson
Orientador

Dissertação apresentada à
Faculdade de Engenharia
Elétrica e de Computação
da Universidade Estadual
de Campinas como parte
dos requisitos exigidos
para a obtenção do título
de *Mestre em Engenharia
Elétrica*.

Março/2000



UNIDADE BC
 N.º CHAMADA :
TIUNICAMP
AL64c
 V. Ex.
 TOMBO BC/ 42268
 PROC. 16-278100
 C ☐ D ☒
 PREÇO R\$ 11,00
 DATA 22/09/00
 N.º CPD

CM-00145895-5

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
 BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

Al64c

Almeida, José Francisco Marcondes de
 Contribuição ao estudo do motor de indução
 monofásico com capacitor chaveado / José Francisco
 Marcondes de Almeida.--Campinas, SP: [s.n.], 2000.

Orientador: Edson Bim.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de
 Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
 Computação.

1. Motores elétricos de indução. 2. Capacitores. 3.
 Chaveamento eletrônico. 4. Curtos-circuitos. 5.
 Microcontroladores. I. Bim, Edson. II. Universidade
 Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia
 Elétrica e de Computação. III. Título.

RESUMO

Este trabalho tem como finalidade descrever a obtenção de capacitâncias variáveis a partir do chaveamento de um capacitor para aplicação em motores de indução monofásicos. Tradicionalmente, neste tipo de motor, utiliza-se uma chave centrífuga com um capacitor para a partida e outro para o regime. Um método alternativo propõe a substituição da chave centrífuga e do capacitor de partida por uma chave a estado sólido ligada em paralelo com o capacitor de regime. Os dois métodos são analisados, implementados e comparados. Resultados de simulação demonstram a obtenção de capacitâncias maiores através de curtos-circuitos programados no capacitor de regime. Os resultados experimentais foram obtidos através de um sistema de desenvolvimento baseado no microcontrolador 87C196KD da Intel.

ABSTRACT

The main purpose of this work is to obtain the variable capacitances from a switched capacitor for application in single-phase induction motors. Traditionally, this motor, uses a centrifugal switch with a starting capacitor and a running capacitor. An alternative method replaces the centrifugal switch and the starting capacitor by a solid-state switch in parallel with the running capacitor. The two methods are analyzed, implemented and compared. Simulations results show the increase of the capacitance through programmed short-circuits of the running capacitor. The experimental results are obtained through a development system based on the 87C196KD microcontroller of the Intel.

***Dedico este trabalho a
Jesus Cristo.***

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à Deus pelo dom da vida e que por sua infinita misericórdia trouxe a salvação ao homem por intermédio do sacrifício e ressurreição de seu Filho Jesus Cristo.

Agradeço aos meus pais Ivanir e Francisco que sempre me apoiaram e incentivaram na realização deste trabalho, em especial à minha mãe que acompanhou as minhas dificuldades dia-a-dia. Ao meu irmão José Eduardo e sua esposa Paula pelos conselhos e experiências compartilhados e ao meu sobrinho Pedro pela alegria transmitida.

Aos meus avós Laura(in memorian), Ilda(in memorian), Lindolpho e José Maria(in memorian); e tio Wellington por todo apoio e incentivo.

Agradeço ao professor Edson Bim pela oportunidade da realização deste trabalho, confiança e tempo dispensado.

Agradeço ao amigo José Alberto Torrico Altuna que muito contribuiu em minha formação profissional e pessoal. Por todo o seu apoio técnico, tempo dispensado, paciência e conselhos. Agradeço também ao amigo Lino Rosell Valdenebro pelo apoio técnico e tempo dispensado. Amigos que tiveram importância fundamental para a realização deste trabalho.

Aos amigos Zanon Dueire Lins, Jaime Reyes Hernandes, Leonardo de Araújo Silva, Valmir Machado Pereira e José Eduardo Garcia Castro pela amizade oferecida.

Agradeço aos professores das matérias que cursei pela contribuição em minha formação profissional e à CAPES pelo apoio financeiro.

***“Todo aquele que crê que
Jesus é o Cristo, é nascido
de Deus; e todo aquele que
ama ao que o gerou também
ama ao que dele é nascido.”
(I Jo. 5: 1)***

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABELAS

Capítulo 1 – Introdução.....	1
Capítulo 2 – Motor de Indução Monofásico.....	3
2.1 – Introdução.....	3
2.2 – Princípio de operação do motor de indução monofásico.....	5
2.2.1 – A teoria dos campos cruzados.....	5
2.2.2 – A teoria de duplo campo girante.....	6
2.3 – Os circuitos equivalentes dos motores monofásicos de indução elementar e com capacitor.....	7
2.3.1 – O circuito equivalente do motor monofásico de indução elementar.....	7
2.3.2 – O circuito equivalente do motor monofásico de indução com capacitor.....	10
2.4 – Revisão bibliográfica.....	13
2.4.1 – Artigos gerais.....	13
2.4.2 – Artigos de motores de indução monofásicos com capacitor chaveado.....	15
Capítulo 3 – Fundamentos Teóricos e Simulações do Motor de Indução Monofásico com Capacitor Chaveado.....	17
3.1 – Introdução.....	17
3.2 – O valor ótimo de capacitância.....	17
3.3 – Modelo dinâmico do motor de indução monofásico.....	25
3.4 – Resultados de simulação.....	28
3.4.1 – Resultados de simulação do motor de indução monofásico com capacitores de partida e regime.....	28
3.4.2 – Resultados de simulação do motor monofásico de indução com capacitor chaveado.....	35

Capítulo 4 – Descrição do Sistema Implementado.....	43
4.1 – Introdução.....	43
4.2 – Diagrama descritivo do sistema implementado.....	43
Motor monofásico de indução.....	43
Encoder.....	45
A chave eletrônica e circuito de comando.....	45
Condicionamento dos sinais do encoder.....	46
Circuitos condicionadores de sinal.....	47
Circuito detector de transições por zero.....	49
Circuitos separadores de transições por zero e de sinais de controle dos transistores da chave eletrônica.....	51
O microcontrolador.....	53
4.3 – Descrição do programa.....	56
Interrupção e rotina de leitura de velocidade.....	57
Rotina de envio dos sinais de controle dos transistores da chave eletrônica.....	58
4.4 – Fotografias do sistema implementado.....	59
 Capítulo 5 – Resultados Experimentais.....	 60
5.1 – Introdução.....	60
5.2 – Resultados experimentais para a partida com dois capacitores.....	60
5.3 – Resultados experimentais para a partida usando o capacitor chaveado.....	68
 Capítulo 6 – Conclusões.....	 78
 Referências Bibliográficas.....	 80
 Apêndice.....	 83

LISTA DE FIGURAS

Capítulo 2

Figura 2.1 – Diagrama dos motores de indução monofásicos. (a) Motor de fase dividida ou resistência de partida. (b) Motor com capacitor de partida. (c) Motor com capacitor de regime. (d) Motor com duplo capacitor. (e) Motor de pólo sombreado.....	4
Figura 2.2 – Circuito equivalente do motor monofásico de indução.....	7
Figura 2.3 – Curva característica de conjugado - velocidade do motor monofásico.....	8
Figura 2.4 – Diagrama do circuito equivalente para um motor monofásico com capacitor de regime. (a) Fase principal. (b) Fase auxiliar.....	11

Capítulo 3

Figura 3.1 – Superfície do conjugado em função da velocidade e da capacitância.....	18
Figura 3.2 – Curva de valor ótimo de capacitância em função da velocidade.....	19
Figura 3.3 – Chave eletrônica. (a) Diagrama esquemático do capacitor de regime em paralelo com a chave eletrônica. (b) Ilustração da forma de onda de tensão no capacitor quando curto-circuitado (forma de onda de tensão no capacitor em curto-circuito adaptada de [18]).....	20
Figura 3.4 – Tempos de curto-circuito correspondentes para cada valor ótimo de capacitância.....	23
Figura 3.5 – Reatância em função do tempo de curto-circuito.....	24
Figura 3.6 – Grandezas relacionadas ao curto-circuito do capacitor adaptado do trabalho de Muljadi et al. (a) Ilustração do ângulo de disparo. (b) Ilustração do ângulo de controle.....	25
Figura 3.7 – Diagrama do modelo dq do motor monofásico, sendo $a=N_s/N_r$	26
Figura 3.8 – Resposta transitória da velocidade do motor.....	29
Figura 3.9 – Tensão e correntes. (a) Tensão e corrente totais. (b) Tensão total e corrente na fase principal.....	31
Figura 3.10 – Tensões e corrente. (a) Tensão e corrente na fase auxiliar. (b) Tensão no capacitor e corrente na fase auxiliar.....	32
Figura 3.11 – Tensões total, na fase auxiliar e no capacitor.....	33

Figura 3.12 – Correntes total, na fase principal e na fase auxiliar.....	34
Figura 3.13 – Respostas transitórias da velocidade do motor.....	35
Figura 3.14 – Tensão e correntes. (a) Tensão total e corrente total. (b) Tensão total e corrente na fase principal.....	37
Figura 3.15 – Tensão e corrente. (a) Tensão e corrente na fase auxiliar. (b) Detalhe na partida. (c) Detalhe no regime.....	38
Figura 3.16 – Tensão e corrente. (a) Tensão no capacitor e corrente na fase auxiliar. (b) Detalhe na partida. (c) Detalhe no regime.....	40
Figura 3.17 – Tensões. (a) Tensões total, na fase auxiliar e no capacitor. (b) Detalhe na partida. (c) Detalhe no regime.....	41
Figura 3.18 – Correntes. (a) Correntes total, na fase principal e na fase auxiliar. (b) Detalhe na partida. (c) Detalhe no regime.....	42

Capítulo 4

Figura 4.1 – Diagrama de blocos do sistema implementado.....	44
Figura 4.2 – A chave eletrônica.....	46
Figura 4.3 – Condicionamento do sinal de velocidade fornecido pelo encoder.....	48
Figura 4.4 – Circuitos dos sensores baseado no efeito Hall. (a) Sensor de corrente. (b) Sensor de tensão.....	49
Figura 4.5 – Circuito de condicionamento dos sinais dos sensores baseado no efeito Hall.....	50
Figura 4.6 – Circuito com o corretor de nível cc, o filtro e o detector de transições por zero.....	52
Figura 4.7 – Circuito de separação dos sinais do detector de transições por zero.....	53
Figura 4.8 – Circuito de envio dos sinais de controle para os transistores da chave eletrônica.....	53
Figura 4.9 – Diagrama de blocos do microcontrolador.....	55
Figura 4.10 – Fluxograma do programa principal.....	56
Figura 4.11 – Fluxograma da rotina de leitura de velocidade.....	57
Figura 4.12 – Fluxograma da interrupção que envia os sinais de controle para os transistores da chave eletrônica.....	58

Figura 4.13 – Fotografias do sistema implementado. (a) Visão geral da montagem. (b) Detalhe do motor.....	59
---	----

Capítulo 5

Figura 5.1 – Transitório de velocidade do motor utilizando capacitor de partida.....	61
Figura 5.2 – Tensões. (a) Tensão total. (b) Tensão na fase auxiliar.....	62
Figura 5.3 – Tensão no capacitor.....	63
Figura 5.4 – Tensões total, na fase auxiliar e no capacitor.....	64
Figura 5.5 – Correntes. (a) Corrente total. (b) Corrente na fase principal.....	65
Figura 5.6 – Corrente na fase auxiliar.....	66
Figura 5.7 – Correntes total, na fase principal e na fase auxiliar.....	67
Figura 5.8 – Transitórios de velocidade para as partidas com capacitor de partida, capacitor chaveado e capacitor de regime.....	68
Figura 5.9 – Tensão total. (a) Partida. (b) Regime.....	70
Figura 5.10 – Tensão na fase auxiliar. (a) Partida. (b) Regime.....	71
Figura 5.11 – Tensão no capacitor. (a) Partida. (b) Regime.....	72
Figura 5.12 – Corrente total no regime. (a) Medida completa. (b) Detalhe.....	73
Figura 5.13 – Corrente na fase principal em regime. (a) Medida completa. (b) Detalhe.....	74
Figura 5.14 – Corrente na fase auxiliar em regime. (a) Medida completa. (b) Detalhe.....	75
Figura 5.15 – Tensão total reduzida de vinte vezes, sinal do circuito detector de transições por zero e sinais de controle dos transistores da chave eletrônica. (a) Sinal do circuito detector de transições por zero. (b) Sinais de controle dos transistores da chave eletrônica.....	76
Figura 5.16 – Sinais de controle dos transistores da chave eletrônica. (a) Sinais de controle juntos. (b) Sinal de controle para um dos transistores. (c) Sinal de controle para o outro transistor.....	77

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Dados do motor de indução monofásico.....	18
--	----

Capítulo 1

Introdução

As máquinas elétricas são elementos fundamentais na conversão eletromecânica de energia, seja na geração elétrica (geradores) ou nas aplicações em acionamentos elétricos (motores), constituindo-se em agentes causadores de desenvolvimento tecnológico e propiciadores de conforto à sociedade. Os motores elétricos consomem cerca de 70 % da energia elétrica total de um país industrializado, sendo que os motores de potência abaixo de 5 hp (incluindo os motores monofásicos de potência fracionária) são responsáveis por 30 % deste consumo [1].

Embora possuam limitações de eficiência, de operação e não representem a parcela maior de consumo de energia elétrica, os motores de indução monofásicos são amplamente aplicados em aparelhos eletrodomésticos ou mesmo nas mais diversas atividades industriais que necessitam de potência fracionária. Sendo assim, tem-se observado na literatura especializada um aumento nos estudos voltados para melhorar as condições de operação dos motores monofásicos, refletindo nas buscas do aumento de eficiência e na diminuição dos custos de fabricação. Em particular, tem-se estudado a obtenção de capacitâncias variáveis que otimizem a partida ou a operação em regime do motor a partir de um capacitor de capacitância fixa. Estes estudos permitiriam a eliminação do arranjo clássico chave centrífuga - capacitor.

O objetivo deste trabalho é o de estudar a técnica de controlar os tempos de curto-circuito de um capacitor de regime através de uma chave eletrônica em paralelo e aplicar esta técnica na operação de um motor de indução monofásico. Embora não se constitua em um tema original, a importância do presente estudo está na geração de conhecimento para estudos de aplicação da técnica em outros processos elétricos.

No Capítulo 2 é realizada uma revisão das principais características dos motores monofásicos e seus tipos, as teorias de análise e alguns trabalhos de pesquisa selecionados. No

final, um item em especial destaca os trabalhos que utilizam o chaveamento do capacitor de regime.

No Capítulo 3 é descrito o princípio do capacitor chaveado e resultados de simulação são apresentados.

O Capítulo 4 mostra o diagrama do circuito implementado e a descrição de suas partes. Os resultados experimentais são apresentados no Capítulo 5 e as conclusões no Capítulo 6.

Capítulo 2

Motor de Indução Monofásico

2.1 - Introdução

Os motores monofásicos são amplamente utilizados nos mais variados ambientes e aparelhos, geralmente em aplicações que alcançam potências de até 1 hp. São encontrados em ambientes industriais, residenciais, escritórios e no campo. Acionam, por exemplo, refrigeradores, máquinas de lavar roupas, ventiladores, compressores e ferramentas manuais [2], [3] e [4].

Os motores monofásicos podem ser classificados em três tipos básicos [3]: os motores de indução monofásicos, os motores monofásicos síncronos e os motores monofásicos série ou universais. Para os motores de indução o método de partida utilizado denomina a classificação; tem-se assim, os chamados motores de fase dividida ou resistência de partida, os de capacitor de partida, os de capacitor de regime, os de capacitor de partida e regime ou duplo capacitor e os de pólo sombreado. São muito utilizados em máquinas de lavar, bombas centrífugas, ventiladores, compressores, refrigeradores e aparelhos de ar condicionado. Os motores síncronos, utilizados em aplicações nas quais se exige velocidade constante, são de dois tipos: os de relutância e os de histerese. Os motores universais, podem ser alimentados em corrente contínua ou alternada, têm como características um alto conjugado de partida, velocidades elevadas com cargas leves e uma relação tamanho – conjugado favorável à sua utilização em aparelhos de cozinha e ferramentas manuais. Na Figura 2.1 são colocados os diagramas dos tipos de motores de indução monofásicos, uma vez que o motor utilizado neste trabalho é desta categoria.

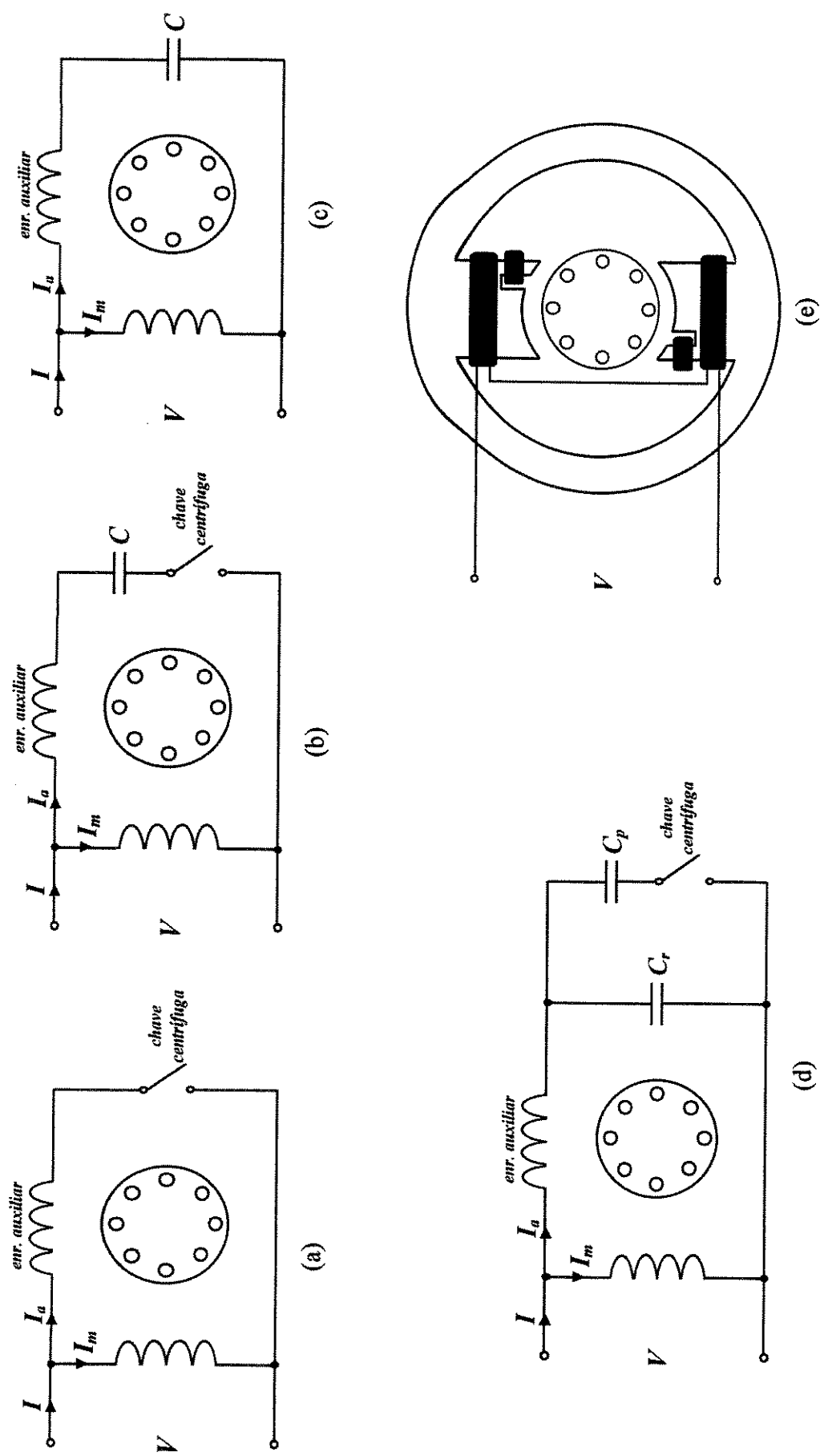


Figura 2.1 – Diagrama dos motores de indução monofásicos. (a) Motor de fase dividida ou resistência de partida. (b) Motor com capacitor de partida. (c) Motor com capacitor de regime. (d) Motor com duplo capacitor. (e) Motor de pólo sombreado.

2.2 – Princípio de operação do motor de indução monofásico

Existem duas teorias para explicar a operação do motor de indução monofásico: a de campos cruzados e a de duplo campo girante. Elas surgiram, historicamente, como teorias complementares.

2.2.1 – A teoria dos campos cruzados

Esta teoria baseia-se na existência de duas tensões: uma chamada tensão de velocidade, que é induzida no rotor devido à sua rotação em relação ao campo pulsante do estator e outra chamada tensão de transformador que é gerada também no rotor por ação de transformador devido à variação no tempo do campo do estator. Cada uma dessas tensões induzidas dará origem a uma corrente. A frequência da corrente do rotor, relativa à tensão de velocidade é elevada, pois é proporcional à velocidade do rotor; sendo assim, a reatância do rotor será elevada, podendo o mesmo ser visto como um elemento praticamente indutivo. Desse modo, as correntes geradas pela tensão de velocidade estarão em quadratura com as correntes devido à tensão de transformador. A corrente gerada pela tensão de velocidade dará origem a um campo pulsante e ortogonal ao campo do estator. A ação combinada desses dois campos gera um campo resultante girante de amplitude quase constante, obtendo-se as condições necessárias para o funcionamento do motor [5]. Como a tensão de velocidade só existe quando o motor está em movimento, para a partida (velocidade nula) é necessário utilizar alguma técnica de partida, como por exemplo a colocação do enrolamento auxiliar.

Dois trabalhos clássicos representativos desta teoria são o de H. R. West [6] e o de F. Puchstein e T. C. Lloyd [7].

West, através de métodos puramente numéricos mostra que a teoria de campos cruzados apresenta bons resultados do desempenho do motor. A partir das expressões de corrente obtidas das equações de Kirchhoff são desenvolvidas expressões para o campo do estator, cujo eixo é denominado de transformador, e para o campo devido à tensão de velocidade, tendo seu eixo chamado de eixo de campo. O conjugado desenvolvido será a resultante da composição de dois componentes: um devido a interação entre a corrente de rotor

segundo o eixo transformador e o campo no sentido do eixo de campo; e o outro devido à interação da corrente do rotor segundo o eixo de campo e o campo do eixo transformador.

Puchstein e Lloyd, de maneira similar a West, aplicam a teoria dos campos cruzados para analisar o motor monofásico com capacitor. Sustentam que a teoria de campos cruzados facilita os estudos dos efeitos de saturação e perdas no núcleo, enquanto a teoria de duplo campo girante facilita o estudo dos efeitos do conjugado pulsante sobreposto ao conjugado médio.

2.2.2 – A teoria de duplo campo girante

Esta teoria estabelece que a f.m.m. estacionária e pulsante produzida pela excitação do enrolamento monofásico do estator pode ser vista como a resultante da soma de duas f.m.ms. que giram na velocidade síncrona e em direções opostas. Estas f.m.ms. produzirão dois fluxos que giram à velocidade síncrona em direções opostas e que induzem correntes no rotor. Dessa forma, são produzidos dois conjugados opostos associados a cada um desses fluxos. Quando o motor está parado os fluxos girantes terão a mesma amplitude e produzirão, desse modo, conjugados de mesma amplitude. Nesta condição o conjugado resultante será nulo e o motor permanecerá parado. No caso do motor estar em movimento, o fluxo que gira na mesma direção do rotor (forward) será maior do que o fluxo que gira na direção contrária (backward) [2] e [3]. Sendo assim, o conjugado gerado na direção “forward” será maior do que o conjugado da direção “backward”; dando um conjugado resultante não nulo e na direção de rotação do rotor. A teoria de duplo campos girantes é a mais adotada por se constituir em uma extensão dos conceitos aplicados aos motores de indução polifásicos.

Um dos primeiros trabalhos representativos da aplicação dessa teoria é o de Morrill [8] que faz a análise dos motores de fase dividida e a capacitor.

Das duas teorias apresentadas acima verifica-se que ambas demonstram a existência das condições para a produção de um conjugado que possa garantir o movimento do motor somente em condições após a partida. Através das duas teorias prova-se que um único enrolamento de estator não poderá criar um campo girante. Por isto, é indispensável o uso de técnicas apropriadas para se produzir um conjugado de partida. O meio mais comum usado em

motores monofásicos de indução é a fase auxiliar, com ou sem capacitor, que dá ao motor uma característica semelhante ao de um motor bifásico durante a partida.

2.3 – Os circuitos equivalentes dos motores monofásicos de indução elementar e com capacitor

2.3.1 – O circuito equivalente do motor monofásico de indução elementar

Como foi explicado na secção anterior, pela teoria de duplo campo girante existem dois campos girantes no motor monofásico de indução criando cada um os seus próprios efeitos. Sendo assim, a ação de cada um deve ser representada de forma independente no circuito equivalente do motor. A Figura 2.2 mostra este circuito [3].

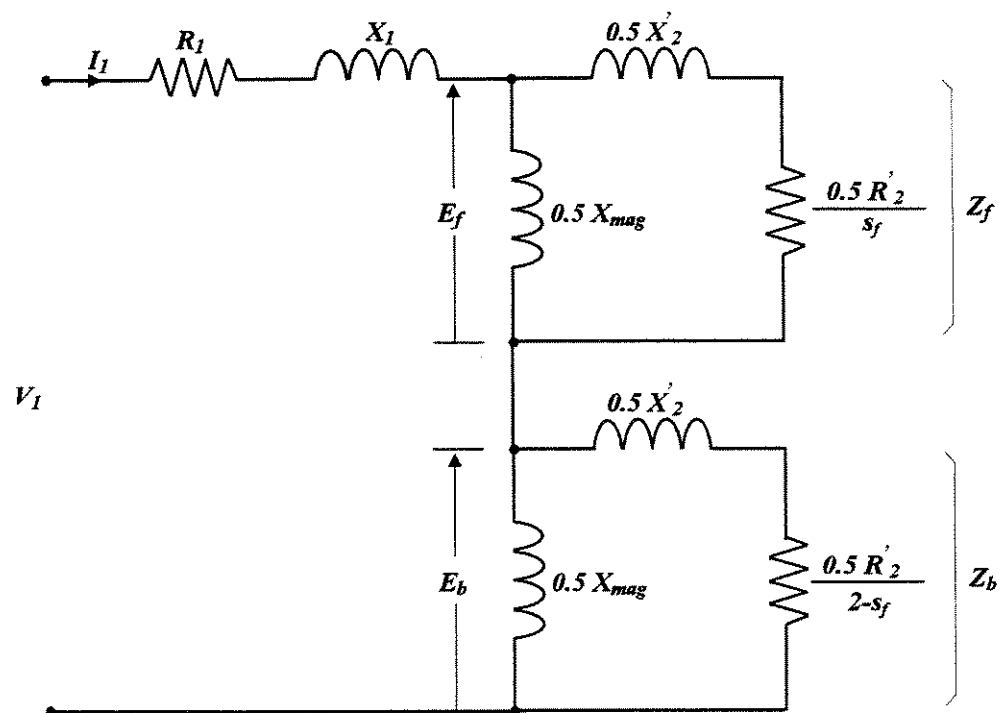


Figura 2.2 - Circuito equivalente do motor monofásico de indução.

Na Figura 2.2:

V_I : fasor de tensão de alimentação

I_I : fasor de corrente de entrada

R_I : resistência do enrolamento do estator

X_I : reatância de dispersão do enrolamento do estator

X_{mag} : reatância de magnetização

R_2' : resistência do rotor referida ao estator

X_2' : reatância de dispersão do rotor referida ao estator

s_f : escorregamento

Como pode ser observado, o circuito equivalente apresenta os efeitos como sendo “dois rotores”. Neste circuito a reatância de magnetização e a impedância do rotor são divididas em duas partes iguais, a do campo “forward” e a do campo “backward”. O escorregamento para o circuito “forward” vale s_f e para o circuito “backward” $s_b = (2 - s_f)$. Em regime o escorregamento s_f tem um valor próximo de zero, tornando a impedância de seu circuito correspondente maior do que a do outro circuito. Como consequência disto, o campo “forward” será maior do que o campo “backward”, fazendo com que a tensão induzida E_f seja maior do que E_b . Deste modo, o conjugado gerado pelo componente “forward” do circuito equivalente será maior do que o conjugado gerado pelo componente do “backward”. A Figura 2.3 mostra as curvas de conjugado em função da velocidade para os componentes “forward” - T_f , “backward” - T_b e o conjugado resultante - T [3].

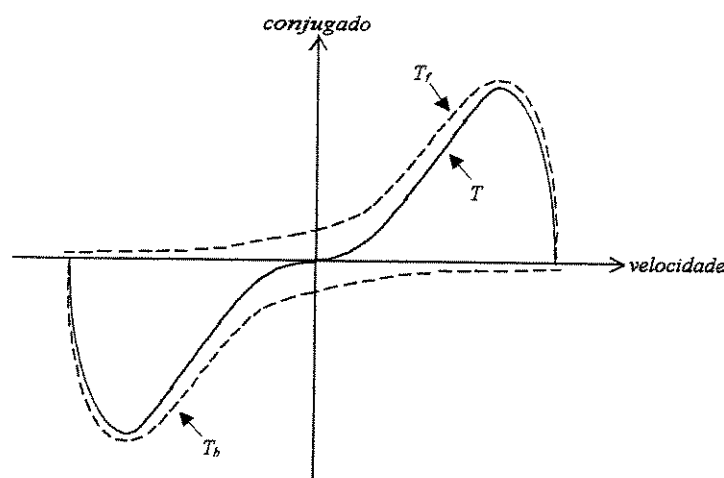


Figura 2.3 - Curva característica de conjugado - velocidade do motor monofásico.

Quando o motor está parado, o escorregamento é igual à unidade e ambos os componentes do circuito equivalente terão a mesma impedância. Esta situação leva à formação de campos girantes de mesma amplitude e consequentemente conjugados iguais. Desta forma o conjugado resultante será zero e o motor permanecerá parado, como pode ser observado na Figura 2.3. Para qualquer outro valor de velocidade observa-se que sempre haverá um conjugado resultante em qualquer uma das direções.

Por inspeção, a partir do circuito equivalente da Figura 2.2 as impedâncias para os circuitos representando os componentes “forward” e “backward” são [3]:

$$Z_f = R_f + jX_f = \frac{j.0,5.X_{mag} \cdot [j.0,5.X_2' + 0,5.R_2' / s_f]}{0,5.R_2' / s_f + j.0,5.(X_{mag} + X_2')} \quad (2.1)$$

$$Z_b = R_b + jX_b = \frac{j.0,5.X_{mag} \cdot [j.0,5.X_2' + 0,5.R_2' / (2 - s_f)]}{0,5.R_2' / (2 - s_f) + j.0,5.(X_{mag} + X_2')} \quad (2.2)$$

respectivamente.

A potência de entreferro para os circuitos “forward” e “backward” são, respectivamente,

$$P_{gf} = I_1^2 . R_f^2 \quad (2.3)$$

e

$$P_{gb} = I_1^2 . R_b^2 \quad (2.4)$$

Os conjugados associados às potências de entreferro “forward” e “backward” são:

$$T_f = \frac{P_{gf}}{\omega_{sinc}} \quad (2.5)$$

$$T_b = \frac{P_{gb}}{\omega_{sinc}} \quad (2.6)$$

respectivamente. A grandeza ω_{sinc} é a velocidade síncrona em radianos elétricos por segundo.

A diferença de T_f e T_b fornece o conjugado de entreferro resultante, isto é:

$$T = T_f - T_b = \frac{I_1^2}{\omega_{sinc}} (R_f - R_b) \quad (2.7)$$

A potência mecânica é dada pelo produto do conjugado de entreferro pela velocidade do motor ω_m :

$$P_{mec} = T \cdot \omega_m \quad (2.8)$$

e sendo $\omega_m = \omega_{sinc} \cdot (1 - s_f)$, a equação (2.8) torna-se

$$P_{mec} = (P_{gf} - P_{gb}) (1 - s_f) \quad (2.9)$$

Se levarmos em conta as perdas rotacionais P_{rot} a potência de saída, ou potência disponível no eixo à carga será

$$P_{saída} = P_{mec} - P_{rot} \quad (2.10)$$

2.3.2 – O circuito equivalente do motor monofásico de indução com capacitor

O circuito equivalente para este tipo de motor [3] é mostrado na Figura 2.4. O seu funcionamento é semelhante ao de um motor bifásico desequilibrado.

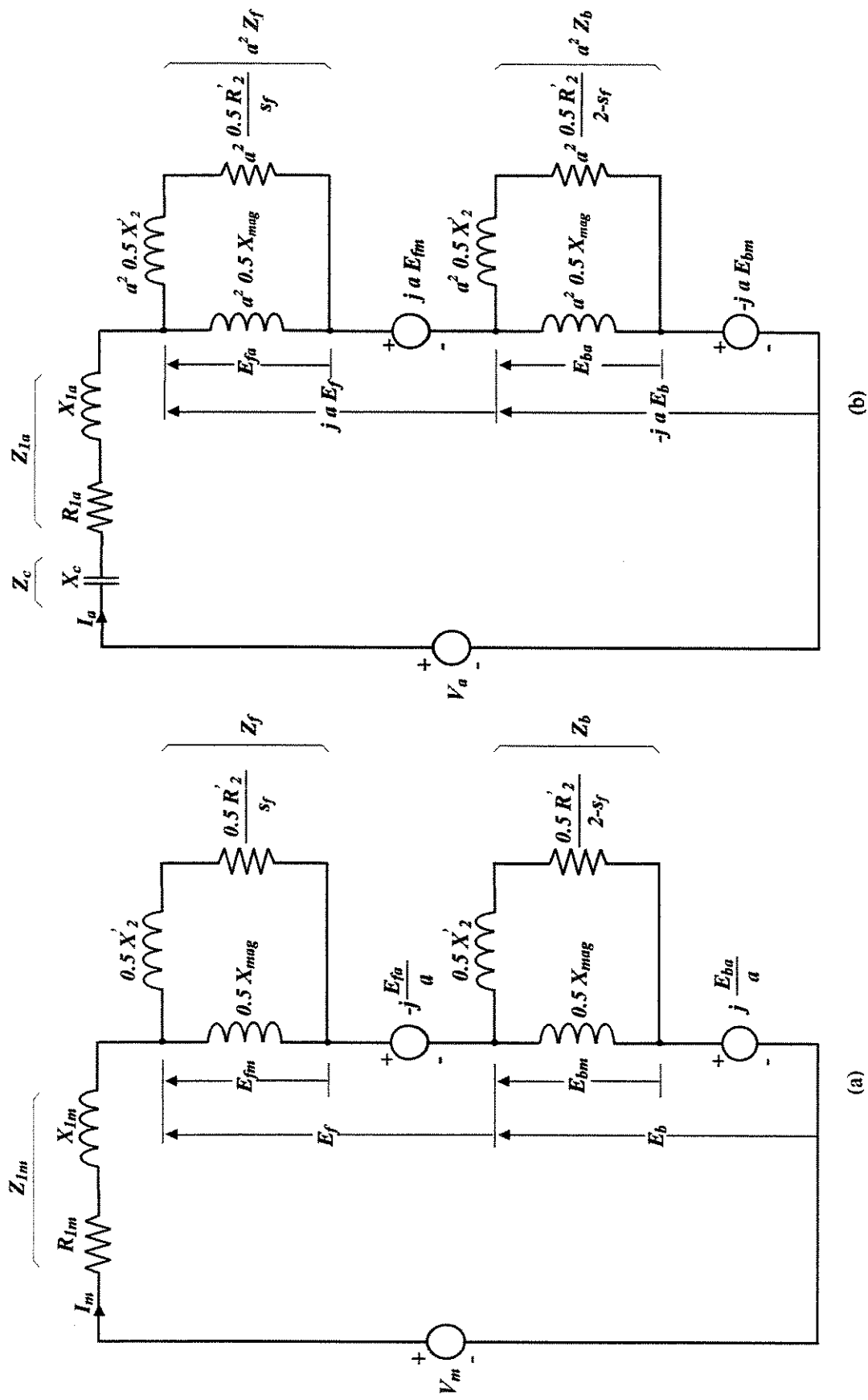


Figura 2.4 - Diagrama do circuito equivalente para um motor monofásico com capacitor de regime. (a) Fase principal. (b) Fase auxiliar.

Na figura 2.4 $Z_c = -jX_c$ representa a impedância do capacitor e $a = N_a/N_m$ a relação de espiras.

As equações de tensão para os dois circuitos, segundo Kirchhoff, são [3]:

$$V_m = (Z_{1m} + Z_f + Z_b)I_m - j.a.(Z_f - Z_b)I_a \quad (2.11)$$

$$V_a = j.a.(Z_f - Z_b)I_m + (Z_c + Z_{1a} + a^2.Z_f + a^2.Z_b)I_a \quad (2.12)$$

Dado que os dois circuitos encontram-se em paralelo, $V_m = V_a$, o fasor de corrente total será

$$I_s = I_m + I_a \quad (2.13)$$

As potências de entreferro para os circuitos “forward” e “backward” são dadas por

$$P_{gf} = \text{Re}(E_f I_m^* + j.a.E_f I_a^*) \quad (2.14)$$

$$P_{gb} = \text{Re}(E_b I_m^* - j.a.E_b I_a^*) \quad (2.15)$$

respectivamente.

A potência de entreferro resultante será:

$$P_{gf} - P_{gb} = (|I_m|^2 + |aI_a|^2)(R_f - R_b) + 2.a.|I_a||I_m|(R_f + R_b)\text{sen}(\theta_a - \theta_m) \quad (2.16)$$

sendo I_m e I_a o módulo das correntes e θ_m e θ_a seus respectivos ângulos em relação à tensão.

O conjugado interno será dado por:

$$T = \frac{P_{gf} - P_{gb}}{\omega_{sinc}} \quad (2.17)$$

Na partida o conjugado será dado por:

$$T_{st} = \frac{2 \cdot \alpha \cdot |I_a| \cdot |I_m| \cdot (R_f + R_b)}{\omega_{sinc}} \sin(\theta_a - \theta_m) \quad (2.18)$$

2.4 – Revisão bibliográfica

Têm surgido recentemente vários artigos sobre o motor de indução monofásico, mostrando um aumento no interesse de pesquisas envolvendo este tipo de motor. Para efeito de estudo deste trabalho os artigos selecionados foram divididos em dois grupos: artigos gerais e artigos de motores de indução monofásicos com capacitor chaveado.

2.4.1 – Artigos gerais

O primeiro trabalho a ser destacado é o do controle de velocidade de um motor monofásico realizado por Selênio *et al.* [9]. Neste trabalho os autores realizam um controle de velocidade do motor monofásico de indução durante o regime variando a frequência das correntes de estator através de um inversor que realiza a alimentação por corrente. A estratégia de controle visa manter o fluxo de estator sempre constante e obter densidades iguais entre as correntes de estator para otimizar a eficiência.

Correa *et al.* [10] aplicam o método de controle vetorial por orientação de campo para o motor monofásico de indução. Para isto, o enrolamento auxiliar é mantido, dando ao motor a característica de uma máquina bifásica assimétrica. Alterações são realizadas na formulação matemática do motor para contornar o problema da assimetria e atingir as condições necessárias para aplicação do controle vetorial.

Huang e White [11] analisam a influência do capacitor de regime na melhora da eficiência do motor monofásico de indução de duplo capacitor baseado nas modificações de Wanlass, que se caracterizam principalmente pelo uso do capacitor de regime no enrolamento

principal. Através de resultados computacionais e experimentais constatam que, independente da fase em que o capacitor de regime é colocado, o seu valor ótimo melhora a eficiência; e para a solução dada por Wanlass o valor desse capacitor é muito maior do que o ótimo para o enrolamento auxiliar. Constatam ainda que quando o capacitor de regime é conectado no enrolamento principal o conteúdo harmônico do campo girante de entreferro é menor que o caso do capacitor de regime conectado no enrolamento auxiliar.

Collins e Ashley [12] estudam o acionamento a frequência variável de motores de indução monofásicos com capacitor. Constatam que o controle v/f não é adequado, pois em frequências baixas a dissipação de potência torna-se elevada. A solução para este problema foi a implementação de uma lei de controle com tensão variável com o objetivo de manter a dissipação de potência constante. Outra característica importante é que em baixas frequências o conjugado diminui consideravelmente devido à queda da corrente do enrolamento auxiliar provocada pelo aumento na impedância do capacitor. O uso da chave centrífuga apresenta uma desvantagem que é a de provocar uma descontinuidade no conjugado e na corrente quando se utiliza um capacitor de partida. Para estes motores um conjugado de partida elevado é obtido com frequências altas. Os motores que utilizam apenas o capacitor de regime apresentam um bom desempenho. Em um artigo anterior a este, Collins [13] faz um estudo do comportamento em regime de um motor monofásico de indução com apenas o enrolamento principal acionado por um inversor.

Law e Lipo [14] realizam, para um motor de indução monofásico com capacitor de regime, uma comparação entre um método de controle de tensão tradicional para melhorar a eficiência com cargas diferentes da nominal e uma nova configuração. No método tradicional um tiristor do tipo TRIAC é colocado em série com a fonte de alimentação. Por uma lei de controle a tensão de alimentação é variada de modo a fornecer, de forma eficiente, a energia necessária. Os autores propõem uma nova conexão dos enrolamentos do motor com três tiristores do tipo TRIAC de forma a possibilitar uma permutação entre duas configurações diferentes. O critério para a troca das configurações é o nível de carga. Através de resultados experimentais eles demonstram que a nova conexão possibilita uma melhora na eficiência do motor.

Longya Xu [15] realizou um estudo do controle de velocidade para motores monofásicos de baixa potência. O controle realizado foi o de tensão por ciclo integral, onde a tensão de alimentação é ligada e desligada por uma determinada quantidade de meio-ciclos. Quanto maior o tempo que a alimentação permanece conectada ao motor maior será a sua velocidade e o inverso ocorrerá quando a alimentação ficar ligada por pouco tempo.

Borrelli e Burkhart [16] propõem uma nova técnica para desconectar o capacitor de partida de motores de indução monofásicos utilizando um relé eletromecânico controlado por um microcontrolador. Segundo os autores o ponto ótimo para se desconectar o capacitor de partida é determinado pela diferença de fase entre as tensões da fase principal e da fase auxiliar. Este ponto ocorre nas proximidades do valor de conjugado máximo da curva estática de conjugado - velocidade e verificam também que nessa região a diferença de fase entre as tensões encontra-se no seu valor mínimo. Observam também que este comportamento é característico dos motores monofásicos. Nos testes realizados verificam que o ponto de desconexão do capacitor de partida aumenta quando o valor do capacitor e a relação de espiras aumentam. Segundo os autores este novo método facilita muito na especificação do relé, pois não há mais a necessidade de se conhecer o projeto do motor e as características da carga, bastando somente conhecer a tensão de alimentação.

Terrance et al. [17] apresentam uma proposta para melhorar o desempenho dos motores com capacitor permanente através de uma capacitância variável construída com um capacitor cc e uma ponte de transistores em H. O controle da ponte é realizado através de uma modulação PWM tendo como modulante uma senóide e como portadora uma onda triangular. A tensão de saída da ponte tem a forma de uma onda senoidal modulada por largura de pulso. Os autores sustentam que o desempenho é melhorado e melhores resultados podem ser obtidos variando-se alguns parâmetros do motor, tal como a relação de espiras.

2.4.2 – Artigos de motores de indução monofásicos com capacitor chaveado

Muljadi et al. [18] propõem a obtenção de uma capacitância variável para a partida de motores de indução monofásicos retirando-se o capacitor de partida e a chave centrífuga e

colocando uma chave eletrônica que utiliza tiristores do tipo GTO em paralelo com o capacitor de regime. Curto-circuitam este capacitor periodicamente de forma que se tenha uma capacitância maior. Através do modelo estático traçam uma superfície tendo o conjugado como função da velocidade e da capacitância. Através da mesma constata-se que para cada valor de velocidade há um único valor ótimo de capacitância capaz de gerar um conjugado máximo. Portanto, uma variação no intervalo de curto-circuito do capacitor de forma a gerar os valores ótimos de capacitância de acordo com o observado na superfície possibilita a obtenção do conjugado máximo para cada instante da partida. Dizem que a grande desvantagem na realização da variação do intervalo de curto-circuito é a necessidade do uso de um sensor de velocidade. Este é um dos motivos de realizarem a partida usando um intervalo de curto-circuito fixo, obtendo bons resultados experimentais. O processo de chaveamento do capacitor pode ser controlado de duas formas: controlando diretamente o intervalo de curto-circuito do capacitor pelas passagens por zero da tensão no mesmo ou pelas passagens por zero da tensão de alimentação. Na primeira forma os curtos-circuitos são aplicados a cada semi-ciclo da tensão no capacitor e na segunda forma a cada semi-ciclo da tensão de alimentação. Utilizando-se do segundo método constatam, por simulação, que devido à variação na impedância do motor com a variação da velocidade o intervalo de curto-circuito diminui, produzindo uma variação na capacitância efetiva semelhante à uma variação ótima, pois a mesma inicialmente tem valor elevado e vai diminuindo conforme a velocidade aumenta. Esta característica é o outro motivo de usarem um intervalo de curto-circuito fixo.

Liu [19] propõe também a obtenção de uma capacitância variável através de curtos-circuitos periódicos no capacitor de regime. A chave eletrônica utilizada é constituída de transistores do tipo IGBT e os intervalos de curto-circuito são aplicados a cada semi-ciclo nos instantes em que a tensão no capacitor passa por zero. Uma variação “on-line” da capacitância efetiva é realizada para se obter o máximo conjugado em cada instante da partida. Dois algoritmos de otimização são propostos. O autor comprova experimentalmente que para esses dois métodos de otimização o motor parte mais rápido do que o método com tempo de curto-circuito do capacitor constante e o método convencional com dois capacitores e uma chave centrífuga.

Capítulo 3

Fundamentos Teóricos e Simulações do Motor de Indução Monofásico com Capacitor Chaveado

3.1 – Introdução

Na revisão bibliográfica do Capítulo 2 os artigos [18] e [19] têm como objetivo substituir o capacitor de partida de capacitância elevada e a chave centrífuga por uma chave eletrônica em paralelo com o capacitor de regime. A proposta era de curto-circuitar o capacitor de regime para produzir o efeito de uma capacitância maior. Neste capítulo serão apresentadas as bases do princípio do capacitor chaveado apresentadas nesses dois trabalhos e resultados de simulação.

3.2 - O valor ótimo de capacitância

A partir do modelo matemático em regime do motor monofásico de indução, Muljadi et al [18] e Liu [19] obtêm uma superfície onde o conjugado do motor fica em função da capacitância e da velocidade. Este mesmo procedimento foi utilizado neste trabalho e, a partir do circuito equivalente estático da Figura 2.4, das equações de (2.11) a (2.17) e dos parâmetros do motor dados na Tabela 3.1, obteve-se uma superfície semelhante, que é mostrada na Figura 3.1. Fica evidente que na partida, em velocidades baixas, capacitores de capacitância elevada produzem um conjugado maior e que existe para cada par conjugado - velocidade uma única capacitância. Confirma-se também, desta forma; como é descrito pelos

autores, que é possível definir um caminho ótimo sobre a superfície de tal forma que o motor acelere sempre com um valor de conjugado máximo; bastando apenas fazer uma variação da capacitância segundo um traçado ótimo desta superfície.

Tabela 3.1 - Dados do motor de indução monofásico.

$P = 3 \text{ hp}^*$	$J = 0,01 \text{ kg.m}^2^{**}$	$X_{la} = X_{ls} = 0,5585 \Omega^{**}$
$110/220 \text{ V}^*$	$\alpha = N_s/N_r = 1,5318^{**}$	$X_2 = X_{lr}' = 0,2349 \Omega^{**}$
$32/16 \text{ A}^*$	$R_{lp} = r_s = 0,2301 \Omega^{**}$	$\alpha^2 \cdot X_2 = X_{lr}' = 0,551152 \Omega^{***}$
1720 rpm^*	$R_{la} = r_s = 1,6924 \Omega^{**}$	$X_m = X_{ms} = 8,1085 \Omega^{**}$
60 Hz^*	$R_2 = r_r' = 0,3552 \Omega^{**}$	$\alpha^2 \cdot X_m = X_{ms} = 19,0259 \Omega^{***}$
$C_{partida} = 556 \mu\text{F}^{****}$	$\alpha^2 \cdot R_2 = r_r' = 0,8335 \Omega^{***}$	-----
$C_{regime} = 60 \mu\text{F}^{****}$	$X_{lp} = X_{ls} = 0,2380 \Omega^{**}$	-----

* Dados de placa

** Parâmetros fornecidos pelo fabricante

*** Parâmetros calculados a partir da relação de espiras e dos parâmetros fornecidos

**** Medidos em laboratório

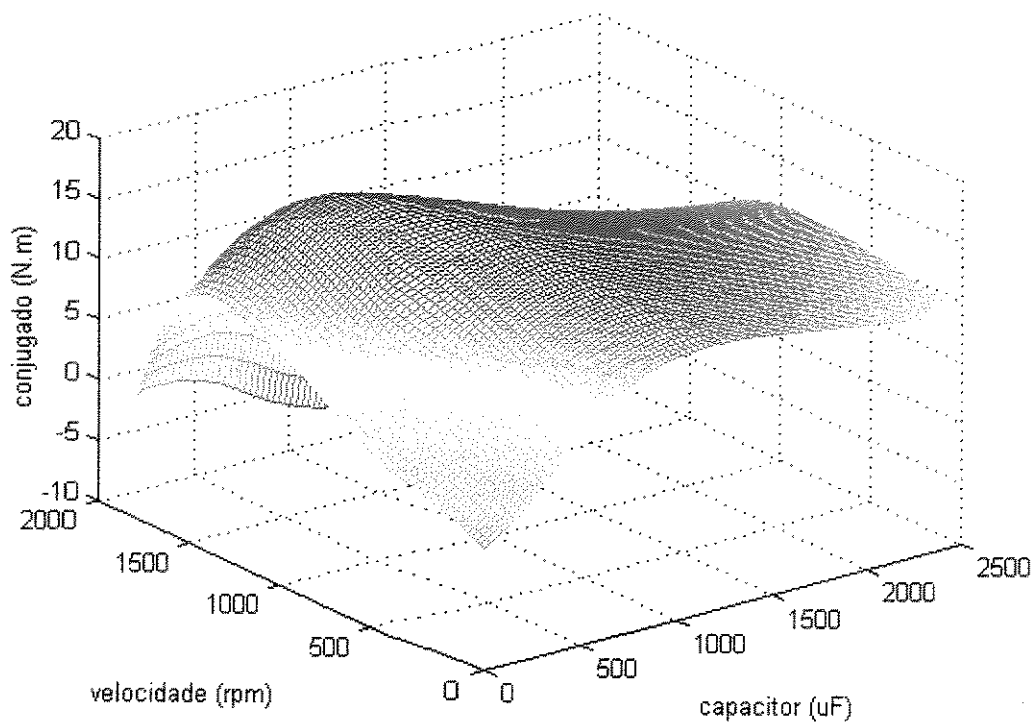


Figura 3.1 - Superfície do conjugado em função da velocidade e da capacitância.

A Figura 3.2 mostra o valor ótimo de capacitância como uma função da velocidade. Ela determina a capacitância para cada valor de velocidade de tal forma que o conjugado seja máximo durante o transitório do motor. O seu comportamento é semelhante aos resultados obtidos por Muljadi et al e Liu.

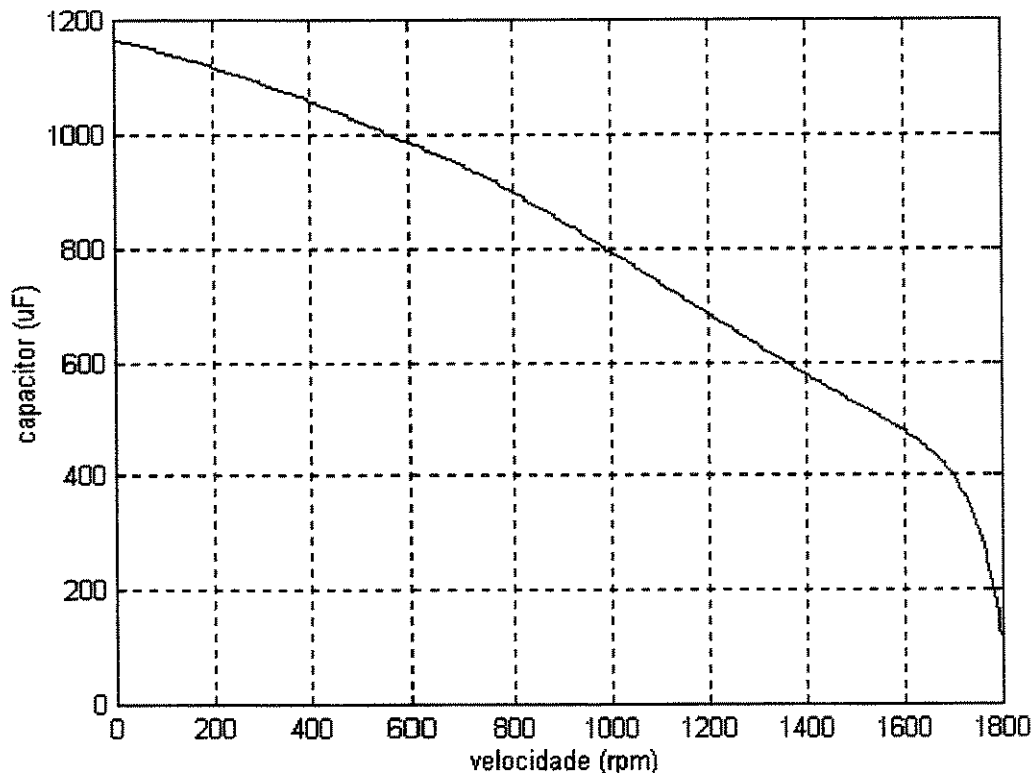


Figura 3.2 – Curva de valor ótimo de capacitância em função da velocidade.

Uma partida otimizada do motor é obtida realizando uma variação contínua da capacitância segundo a curva da Figura 3.2. Foi publicado no IECON'99, juntamente com Lino Rosell Valdenebro, um artigo [20] onde a curva de valor ótimo de capacitância é obtida a partir da otimização da superfície conjugado - velocidade - capacitância utilizando lógica fuzzy.

Muljadi et al e Liu apresentam uma forma de gerar uma capacitância variável através de uma chave bidirecional feita de componentes a estado sólido ligada em paralelo com o capacitor de regime que é normalmente de capacitância pequena quando comparada com a de

partida. A Figura 3.3a ilustra a idéia. Curtos-circuitos a cada semi-ciclo fazem o conjunto chave-capacitor comportar-se como um capacitor de capacitância de valor maior. A Figura 3.3b ilustra a forma de onda de tensão no capacitor quando o mesmo é curto-circuitado.

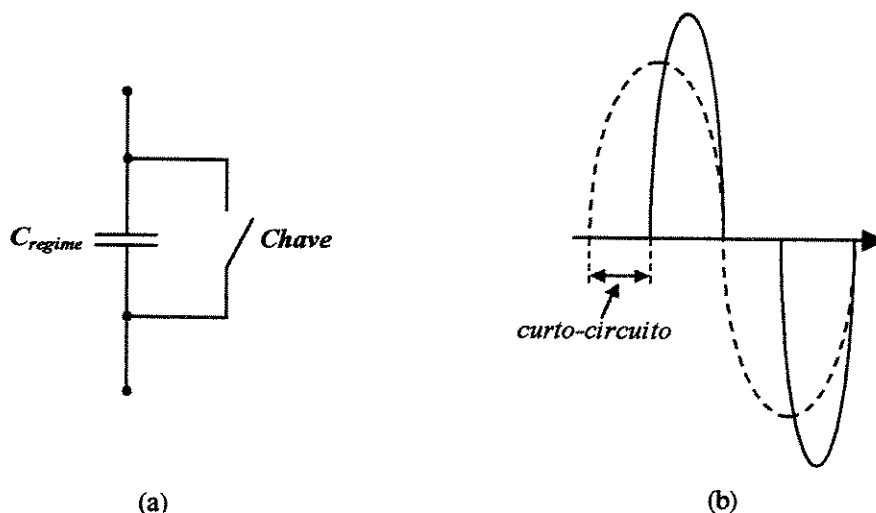


Figura 3.3 – Chave eletrônica. (a) Diagrama esquemático do capacitor de regime em paralelo com a chave eletrônica. (b) Ilustração da forma de onda de tensão no capacitor quando curto-circuitado (forma de onda de tensão no capacitor em curto-circuito adaptada de [18]).

O fato de um capacitor curto-circuitado poder emular uma capacitância maior pode ser explicado da seguinte forma [18], [19]: a reatância de um capacitor é dada por

$$X = \frac{1}{\omega \cdot C} \quad (3.1)$$

onde C é o valor da capacitância e ω a frequência em radianos elétricos.

Como a reatância é inversamente proporcional à capacitância do capacitor, se ω for constante, quanto maior for a capacitância menor será a reatância X . Deste modo maior será a corrente que o atravessa e menor a tensão; e quanto menor a capacitância, maior será a reatância, levando a uma corrente menor e uma tensão maior. Assim, analisando o conjunto chave-capacitor, quando o capacitor é curto-circuitado por um tempo longo a corrente que atravessa o conjunto será elevada, emulando deste modo uma capacitância elevada. O inverso ocorre quando o tempo de curto-circuito é pequeno. Sendo assim, um capacitor curto-circuitado sempre irá emular uma capacitância maior, e deste modo, o capacitor de regime,

que tem uma capacitância pequena, pode ser usado em paralelo com a chave para se emular capacitâncias maiores e após o transitório pode-se curto-circuitá-lo para otimizar outras grandezas ou simplesmente cessar o processo de chaveamento.

Uma expressão aproximada relacionando o tempo de curto-circuito com a capacitância efetiva emulada é apresentada por Liu [19]. Esta expressão é desenvolvida a partir da reatância, que é colocada como uma função linear do tempo de curto-circuito. As expressões que relacionam a reatância com o tempo de curto-circuito extraídas do artigo de Liu são:

$$X_{effective} = X_{crunning} \cdot \frac{t_{off}}{T} \quad (3.2)$$

$$X_{effective} = X_{crunning} \cdot \frac{T - \gamma}{T} \quad (3.3)$$

$$X_{effective} = X_{crunning} \cdot (1 - d) \quad (3.4)$$

sendo

$$d = \frac{\gamma}{T}. \quad (3.5)$$

Para as expressões acima:

$X_{crunning}$: reatância do capacitor de regime

$X_{effective}$: reatância efetiva

t_{off} : tempo que a chave permanece aberta

γ : tempo de curto-circuito

$T = t_{off} + \gamma$

Na expressão (3.3) verifica-se que a reatância efetiva está relacionada de forma linear com o tempo de curto-circuito.

Quando as reatâncias da expressão (3.3) são convertidas para capacitâncias obtêm-se a capacitância efetiva como uma função do tempo de curto-circuito, como mostrado abaixo [19]:

$$C_{effective} = C_{running} \cdot \frac{1}{1-d} \quad (3.6)$$

sendo $C_{running}$ a capacitância do capacitor de regime e $C_{effective}$ a capacitância do capacitor emulado. Na expressão (3.6) observa-se que a capacitância não está relacionada de forma linear com o tempo de curto-circuito, como na expressão da reatância. Verifica-se também que o tempo de curto-circuito não pode ser igual a T , pois o valor de d na expressão (3.5) seria igual à unidade e o denominador na expressão (3.6) seria nulo. Tal resultado não significa uma capacitância infinita, porque como os curtos-circuitos são aplicados a cada semi-ciclo a fase da tensão no conjunto chave-capacitor fica definida, mas para $\gamma = T$ o efeito capacitivo caracterizado pela fase é perdido, restando apenas um curto-circuito. O tempo de curto-circuito também não pode ser maior do que T , porque o outro semi-ciclo da tensão seria invadido, perdendo-se novamente a informação da fase.

Substituindo (3.5) em (3.6) pode-se escrever o tempo de curto-circuito em função das capacitâncias, como na expressão (3.7).

$$\gamma = T \cdot \left(1 - \frac{C_{running}}{C_{effective}} \right) \quad (3.7)$$

Usando os valores ótimos de capacitância obtidos na Figura 3.2 e a expressão (3.7) a curva de tempo de curto-circuito correspondente para cada capacitância é obtida e mostrada na Figura 3.4. Nesta figura observa-se que para capacitâncias elevadas o tempo de curto-circuito é grande e diminui de forma não linear conforme a capacitância vai diminuindo. Para o motor em teste, na expressão (3.7) $C_{running}=60 \mu F$ e $T=8,33$ ms que corresponde a meio-ciclo de uma senóide de 60 Hz.

Aproximar a relação da reatância efetiva com o tempo de curto-circuito de forma linear é uma maneira um tanto simplificada de abordar o processo. Para se obter uma visão mais realista dessa relação foram realizadas algumas simulações no PSPICE de dois tipos de circuitos: com um capacitor de $60 \mu F$ chaveado em série com um resistor de 2Ω e o mesmo circuito com o acréscimo de indutores em série; primeiro com 2 mH e depois com 4 mH. Cada circuito foi simulado com tempos de curto-circuito desde zero até 6,99 ms, e para cada um

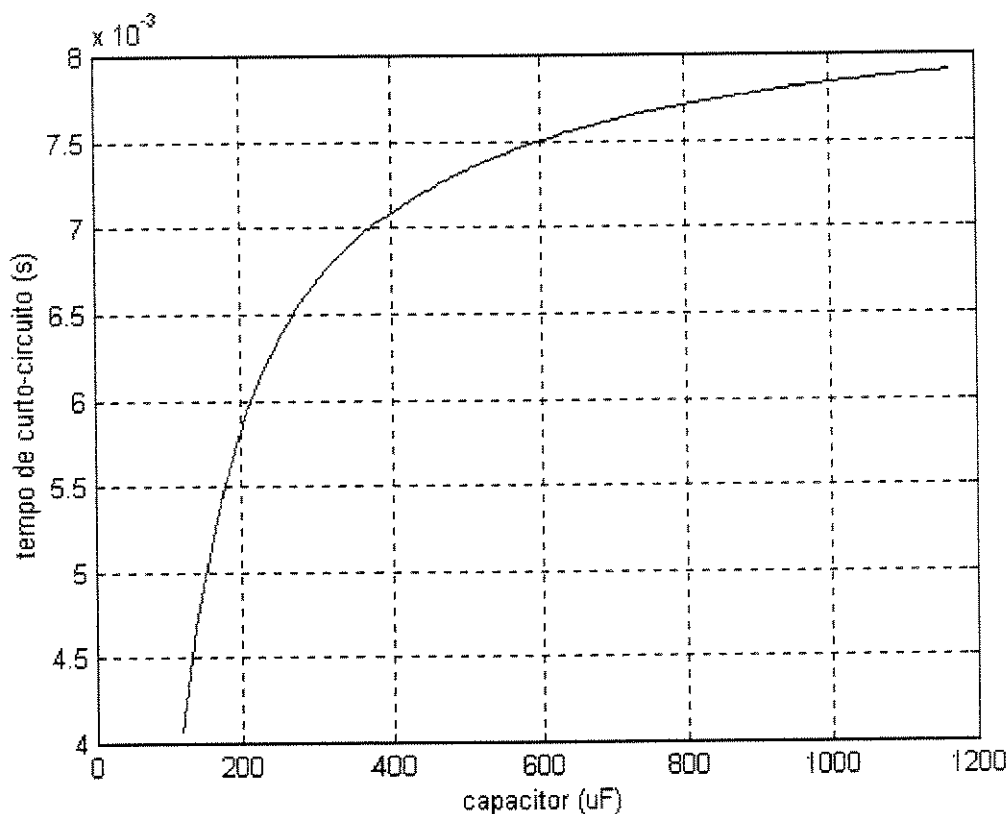


Figura 3.4 – Tempos de curto-circuito correspondentes para cada valor ótimo de capacitância.

destes tempos a reatância efetiva do conjunto chave-capacitor foi calculada dividindo-se o valor rms da tensão pelo valor rms da corrente. Este cálculo foi realizado utilizando-se todas as harmônicas e também com apenas a frequência fundamental (60 Hz). Estes resultados são mostrados na Figura 3.5. Através desta figura verifica-se que a relação entre a reatância efetiva com o tempo de curto-circuito não é linear. Observa-se também que com o acréscimo da indutância a curva de reatância tende a aproximar-se da curva obtida com a expressão (3.3), reta marcada com asteriscos. Outra característica a ser destacada é que as curvas em que todas as harmônicas são consideradas sempre começam fornecendo reatâncias menores do que suas equivalentes com apenas a fundamental, portanto fornecem valores de capacitâncias maiores. Conforme o tempo de curto-circuito aumenta a situação se inverte, mas as curvas tendem a ficarem mais próximas. Pela análise apresentada não se pode concluir que no motor a reatância efetiva do capacitor chaveado irá variar exatamente como na Figura 3.5; pois outros

fatores devem ser considerados, tal como, os efeitos da velocidade do rotor. O que se pode esperar é uma relação não linear entre a reatância efetiva e o tempo de curto-circuito.

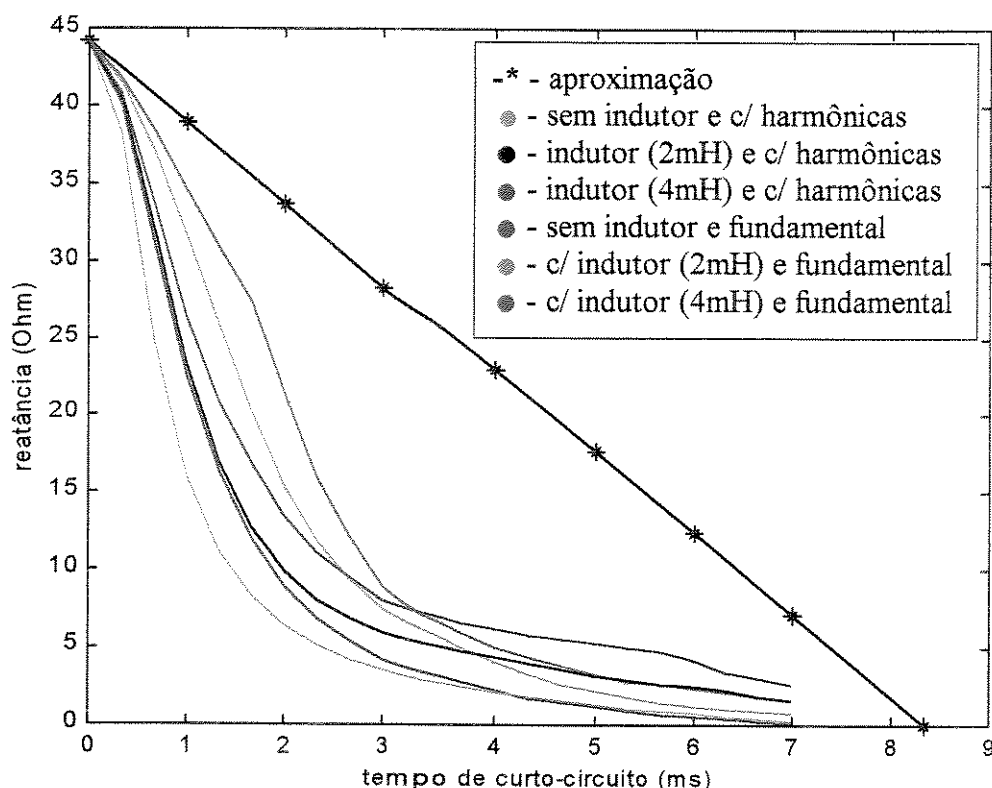


Figura 3.5 – Reatância em função do tempo de curto-circuito.

A técnica do capacitor chaveado pode ser implementada através do controle do ângulo de disparo da chave com valor constante como realizado em [18], onde grandezas relacionadas ao curto-circuito do capacitor são tratadas em termos de ângulo: ângulo de disparo da chave e ângulo de controle. O ângulo de disparo da chave está relacionado com a forma de comandar os instantes de aplicação do curto-circuito e a sua duração. O ângulo de controle corresponde ao intervalo que o capacitor realmente permanece curto-circuitado. A Figura 3.6 ilustra essas duas grandezas [18]. Neste controle o ângulo de disparo da chave é proporcional ao nível de tensão contínua V_{∞} . Um circuito gerador de dente-de-serra com o dobro da frequência da tensão de alimentação e em sincronismo com ela é comparada com essa tensão. A chave é fechada quando a tensão de alimentação passa por zero. Neste momento a onda dente-de-serra gera uma rampa, e quando ela se igualar à tensão V_{∞} a chave é aberta. Pelo processo exposto

acima o instante de fechamento da chave é o cruzamento por um zero da tensão de alimentação e como há uma defasagem entre esta tensão e a tensão no capacitor, o intervalo em que o capacitor permanece em curto-circuito sempre será menor do que o desejado. Considerando um ângulo de disparo sempre constante [18] o intervalo de curto-circuito real do capacitor tenderá a ser cada vez menor, pois a defasagem entre essas tensões tende a crescer com o aumento da velocidade. Foi realizada uma simulação do circuito dinâmico baseada nesta técnica, item 3.4. Nas simulações, o ângulo de disparo da chave foi tratado na unidade de tempo como tempo de curto-circuito. A grandeza na unidade de tempo equivalente ao ângulo de controle não foi medida, apenas o seu comportamento foi observado.

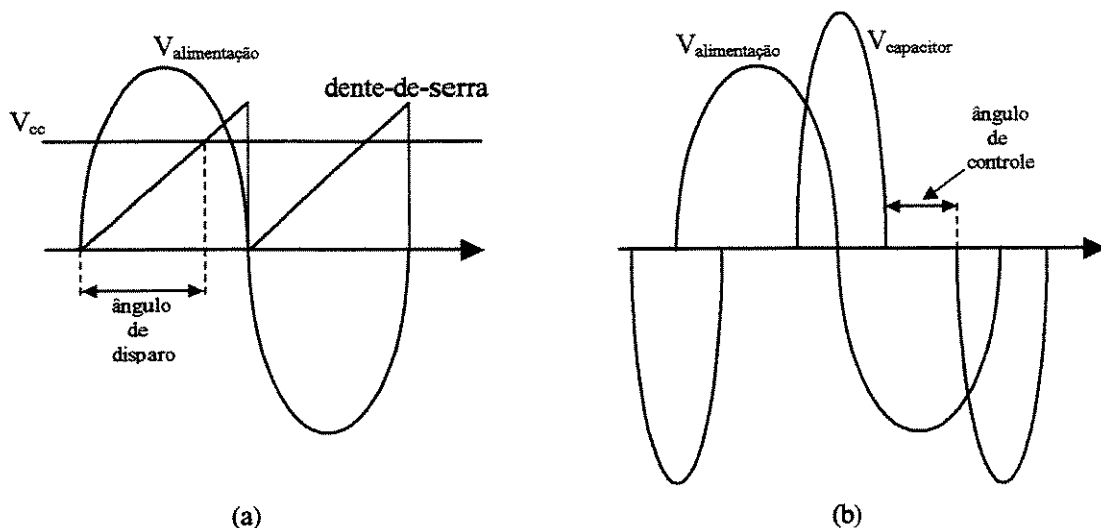


Figura 3.6 - Grandezas relacionadas ao curto-circuito do capacitor adaptado do trabalho de Muljadi et al. (a) Ilustração do ângulo de disparo. (b) Ilustração do ângulo de controle.

3.3 - Modelo dinâmico do motor de indução monofásico

O modelo dinâmico do motor monofásico utilizado é o desenvolvido por Krause [21] a partir de um motor bifásico assimétrico em um sistema de eixos dq estacionário para que os coeficientes variantes no tempo, que surgem devido à assimetria dos enrolamentos do estator, possam ser eliminados. O diagrama esquemático do modelo do motor monofásico no sistema de eixos dq é mostrado na Figura 3.7.

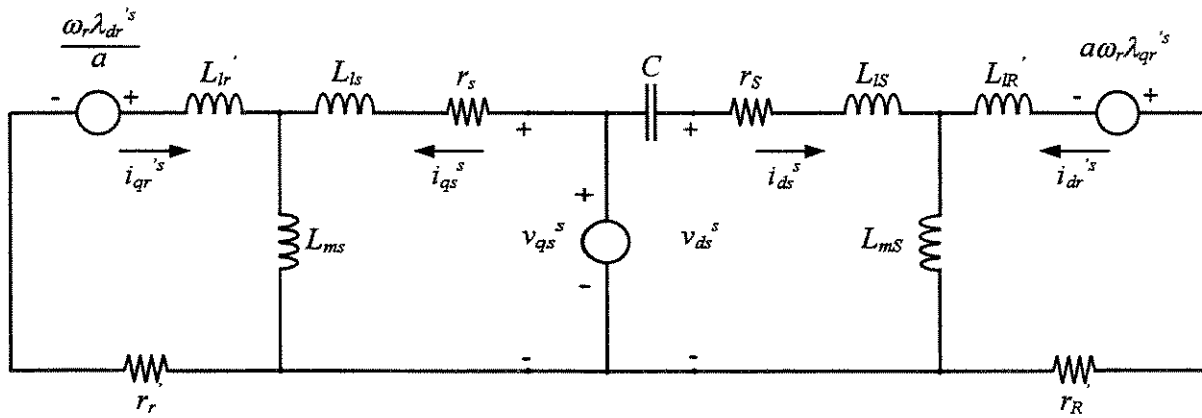


Figura 3.7 – Diagrama do modelo dq do motor monofásico, sendo $a=N_s/N_r$.

O modelo matemático é dado pelas seguintes expressões:

$$v_{qs}^s = r_s i_{qs}^s + p \lambda_{qs}^s \quad (3.8)$$

$$v_{ds}^s = r_s i_{ds}^s + p \lambda_{ds}^s \quad (3.9)$$

$$v_{ds}^s = v_{qs}^s - \frac{1}{C} \int i_{ds}^s dt \quad (3.10)$$

$$v_{qr}'^s = r_r' i_{qr}'^s - \omega_r \cdot \frac{N_s}{N_r} \lambda_{dr}'^s + p \lambda_{qr}'^s \quad (3.11)$$

$$v_{dr}'^s = r_r' i_{dr}'^s - \omega_r \cdot \frac{N_s}{N_r} \lambda_{qr}'^s + p \lambda_{dr}'^s \quad (3.12)$$

$$\lambda_{qs}^s = L_{ls} i_{qs}^s + L_{ms} (i_{qs}^s + i_{qr}'^s) \quad (3.13)$$

$$\lambda_{ds}^s = L_{ls} i_{ds}^s + L_{ms} (i_{ds}^s + i_{dr}'^s) \quad (3.14)$$

$$\lambda_{qr}^s = L_{lr}' i_{qr}^s + L_{ms} (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (3.15)$$

$$\lambda_{dr}^s = L_{lr}' i_{dr}^s + L_{ms} (i_{ds}^s + i_{dr}^s) \quad (3.16)$$

$$T_e = \left(\frac{P}{2} \right) \left(\frac{N_s}{N_r} \right) (L_{ms}) (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) \quad (3.17)$$

$$T_e = \frac{2}{P} J \cdot p \cdot \omega_r + T_L \quad (3.18)$$

O subscrito q denota o enrolamento principal e o subscrito d o enrolamento auxiliar. O sobrescrito ' denota grandezas do rotor referidas ao estator e o sobrescrito s indica que o sistema de eixos é estacionário. Para as equações acima:

v_{qs}^s - tensão de alimentação do motor

C - capacitor

r_s - resistência do enrolamento principal do estator

r_s - resistência do enrolamento auxiliar do estator

r_r' - resistência do rotor referida ao enrolamento principal do estator

r_R - resistência do rotor referida ao enrolamento auxiliar do estator

L_{ls} - indutância de dispersão do enrolamento principal do estator

L_{ls} - indutância de dispersão do enrolamento auxiliar do estator

L_{lr}' - indutância de dispersão do rotor referida ao enrolamento principal do estator

L_{lR}' - indutância de dispersão do rotor referida ao enrolamento auxiliar do estator

L_{ms} - indutância de magnetização do enrolamento principal do estator

L_{mS} - indutância de magnetização do enrolamento auxiliar do estator

$L_{ss} = L_{ls} + L_{ms}$ - indutância própria do enrolamento principal do estator

$L_{SS} = L_{ls} + L_{mS}$ - indutância própria do enrolamento auxiliar do estator

$L_{rr}' = L_{lr}' + L_{ms}$ - indutância própria do rotor referida ao enrolamento principal do estator

$L_{RR}' = L_{lR}' + L_{mS}$ - indutância própria do rotor referida ao enrolamento auxiliar do estator

N_s / N_r - relação de espiras (enrolamento principal pelo enrolamento auxiliar)

ω_r - velocidade do rotor em radianos elétricos por segundo

$p=d/dt$ - operador diferencial

P - número de pólos do motor

J - inércia do rotor

T_L - conjugado de carga

3.4 – Resultados de simulação

Todas as simulações do motor monofásico de indução foram realizadas no PSPICE, onde o mesmo pode ser analisado em termos de circuito elétrico. A parte mecânica [22] foi convertida em uma malha onde os elementos mecânicos foram substituídos por seus equivalentes elétricos; o conjugado eletromagnético foi substituído por uma fonte de tensão dependente das correntes e dos parâmetros do motor como na expressão (3.17), a inércia foi substituída por um indutor e a velocidade correspondia à corrente na malha. Todas as simulações foram realizadas com o motor em vazio e com alimentação de 70 V rms, que corresponde à mesma tensão utilizada nos testes experimentais devido a problemas de queima dos componentes a estado sólido da chave eletrônica.

3.4.1 - Resultados de simulação do motor de indução monofásico com capacitores de partida e regime

O objetivo desta secção é mostrar as formas de onda obtidas da simulação com o método tradicional de partida de motores de indução monofásicos com capacitores de partida e regime. Durante o transitório o capacitor de partida encontra-se conectado em paralelo com o capacitor de regime, que fica permanentemente conectado em série com o enrolamento auxiliar. Nas proximidades da velocidade síncrona uma chave centrífuga desconecta o capacitor de partida, restando apenas o de regime.

Nestas simulações não foram levadas em consideração as perdas mecânicas do motor, portanto o conjugado eletromagnético gerado é considerado igual ao conjugado de saída.

A Figura 3.8 mostra a resposta transitória de velocidade do motor.

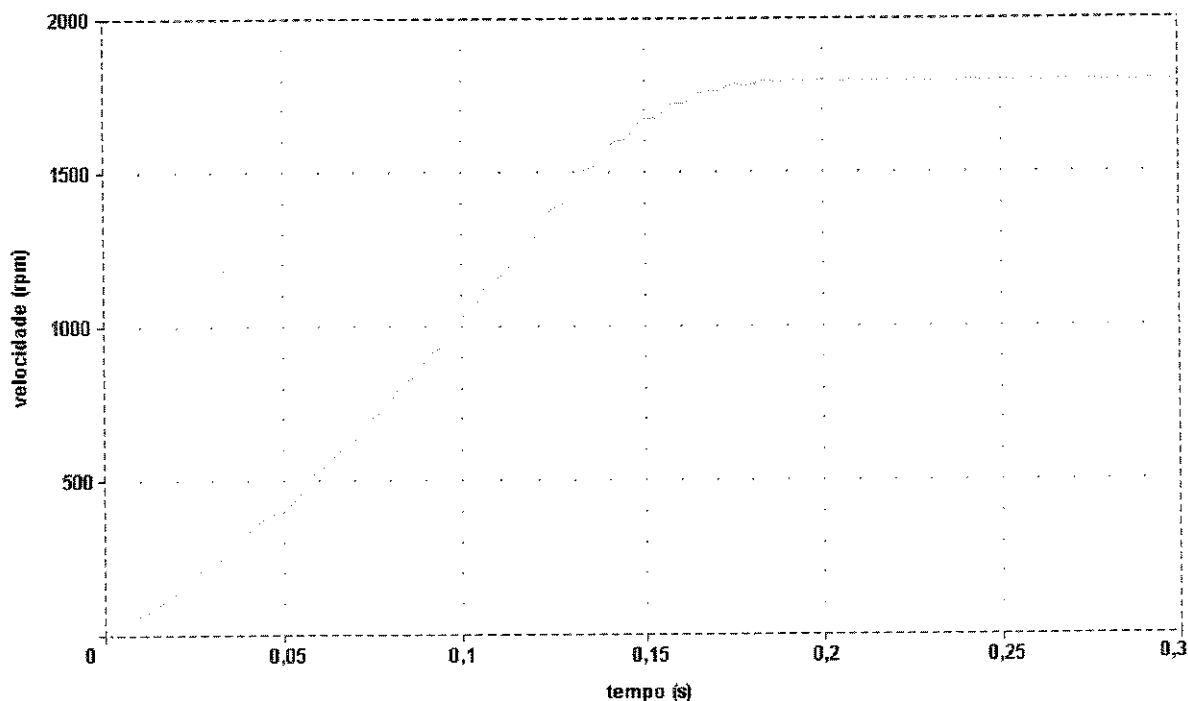


Figura 3.8 - Resposta transitória da velocidade do motor.

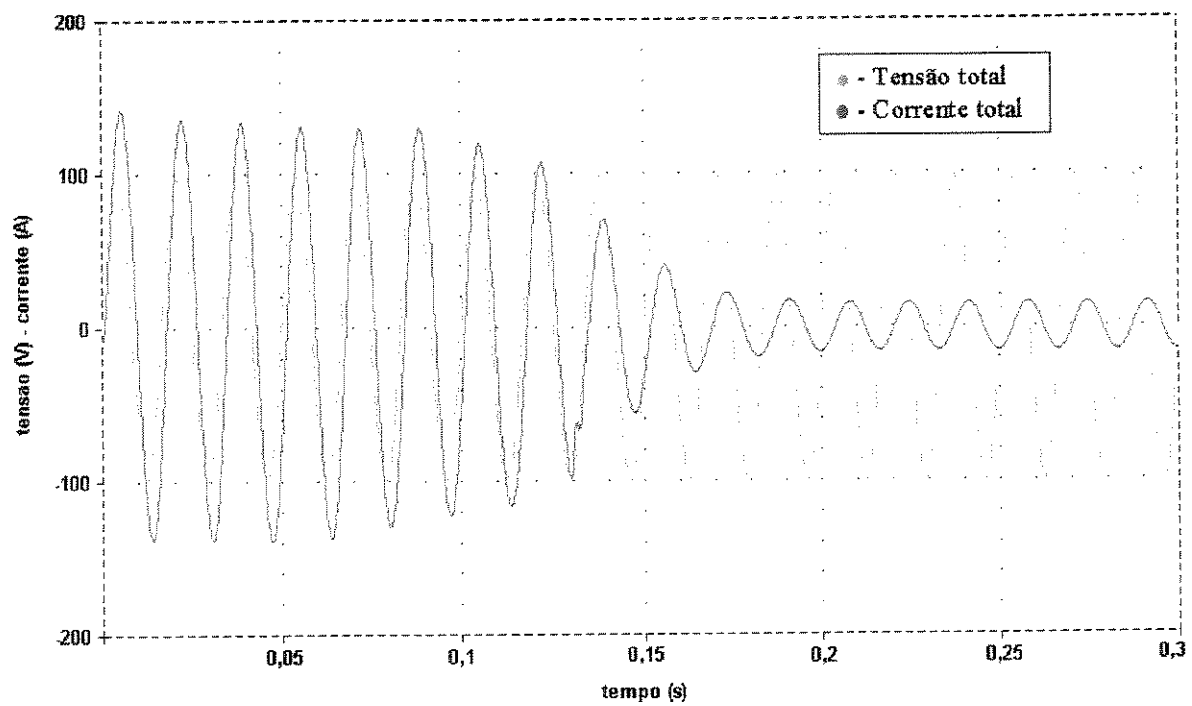
Na Figura 3.9 são apresentadas as formas de onda do transitório e do regime da tensão e corrente totais e tensão e corrente na fase principal, respectivamente. Deve-se lembrar que o enrolamento da fase principal é conectado diretamente à tensão total, portanto ambas as tensões são iguais. Nestas figuras podem ser observadas as características senoidais sem distúrbios, a menos da corrente total que apresenta uma pequena distorção devido à retirada do capacitor de partida do enrolamento auxiliar quando $t=0,13$ s. Pode-se verificar também o atraso das correntes em relação à tensão de aproximadamente 90° devido às próprias características predominantemente indutivas do motor.

O mesmo comportamento senoidal observado anteriormente é visto nas formas de onda para a fase auxiliar na Figura 3.10a, com exceção apenas no momento em que o capacitor de partida é desconectado do circuito. O mesmo pode ser observado na Figura 3.10b, com a diferença que a corrente está adiantada de 90° .

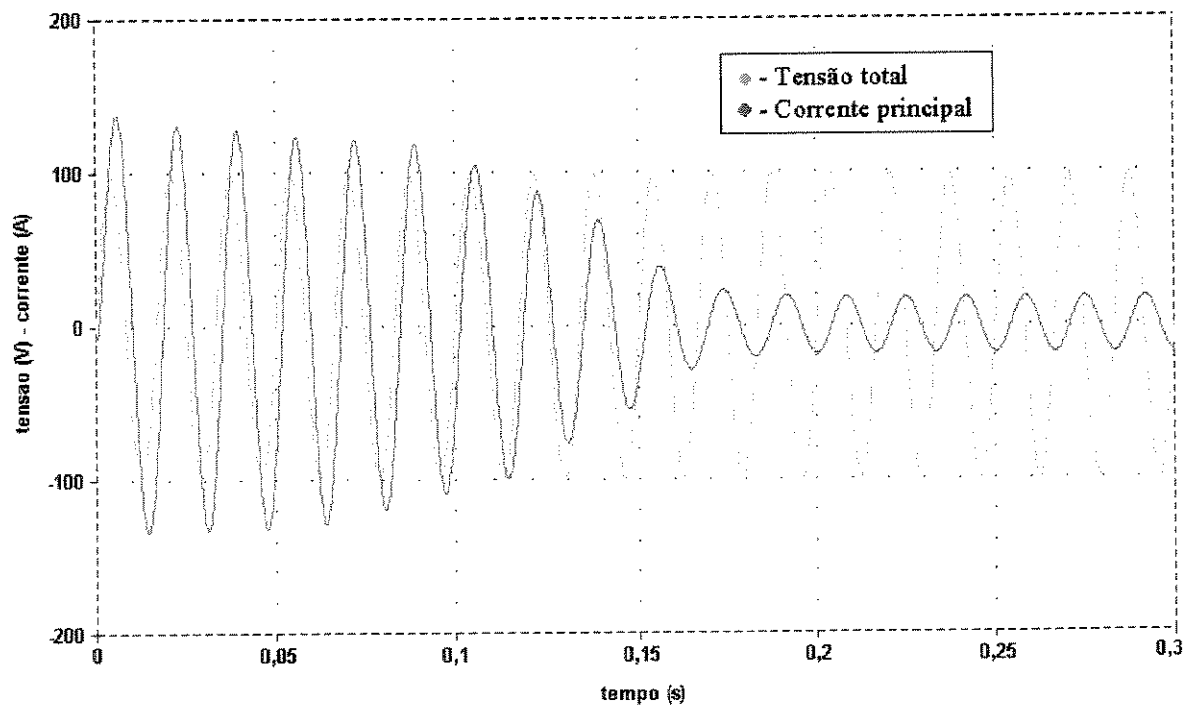
Como os enrolamentos principal e auxiliar estão em quadratura no espaço, qualquer ocorrência em um dos enrolamentos não irá causar efeitos no outro. Tal fato pode ser

constatado verificando-se a inexistência de qualquer distúrbio nas formas de onda da Figura 3.9b devido à retirada do capacitor de partida.

As Figuras 3.11 e 3.12 mostram as tensões nas fases principal, auxiliar e no capacitor e as correntes total e nas fases, respectivamente. Observa-se na Figura 3.11 que a tensão na fase auxiliar está adiantada de aproximadamente 90° da tensão na fase principal. Tal fato é concordante com o esperado. Na Figura 3.12 verifica-se também um comportamento coerente das correntes total, principal e auxiliar.

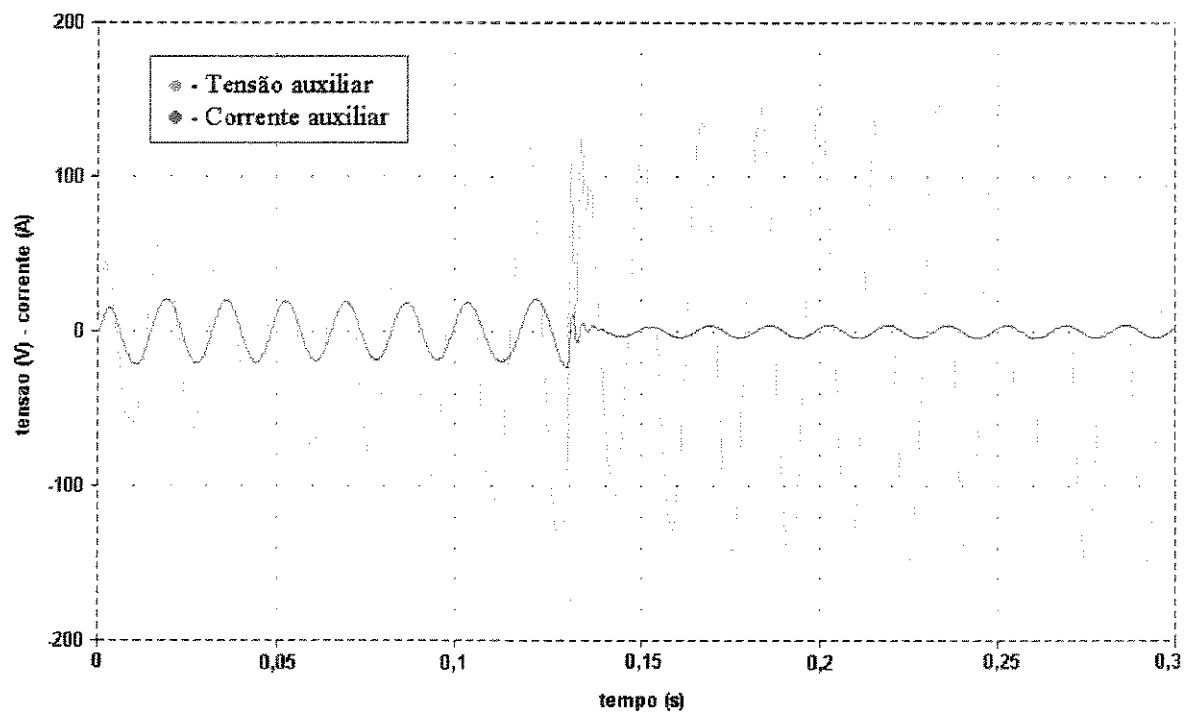


(a)

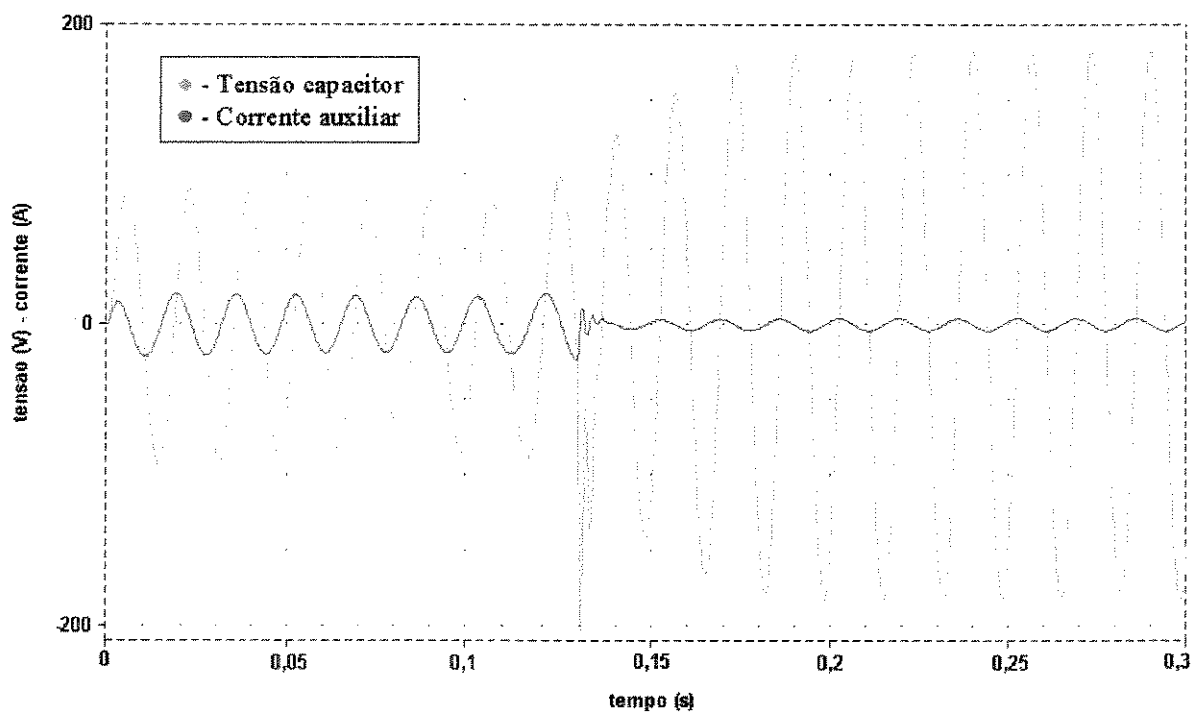


(b)

Figura 3.9 - Tensão e correntes. (a) Tensão e corrente totais. (b) Tensão total e corrente na fase principal.



(a)



(b)

Figura 3.10 - Tensões e corrente. (a) Tensão e corrente na fase auxiliar. (b) Tensão no capacitor e corrente na fase auxiliar.

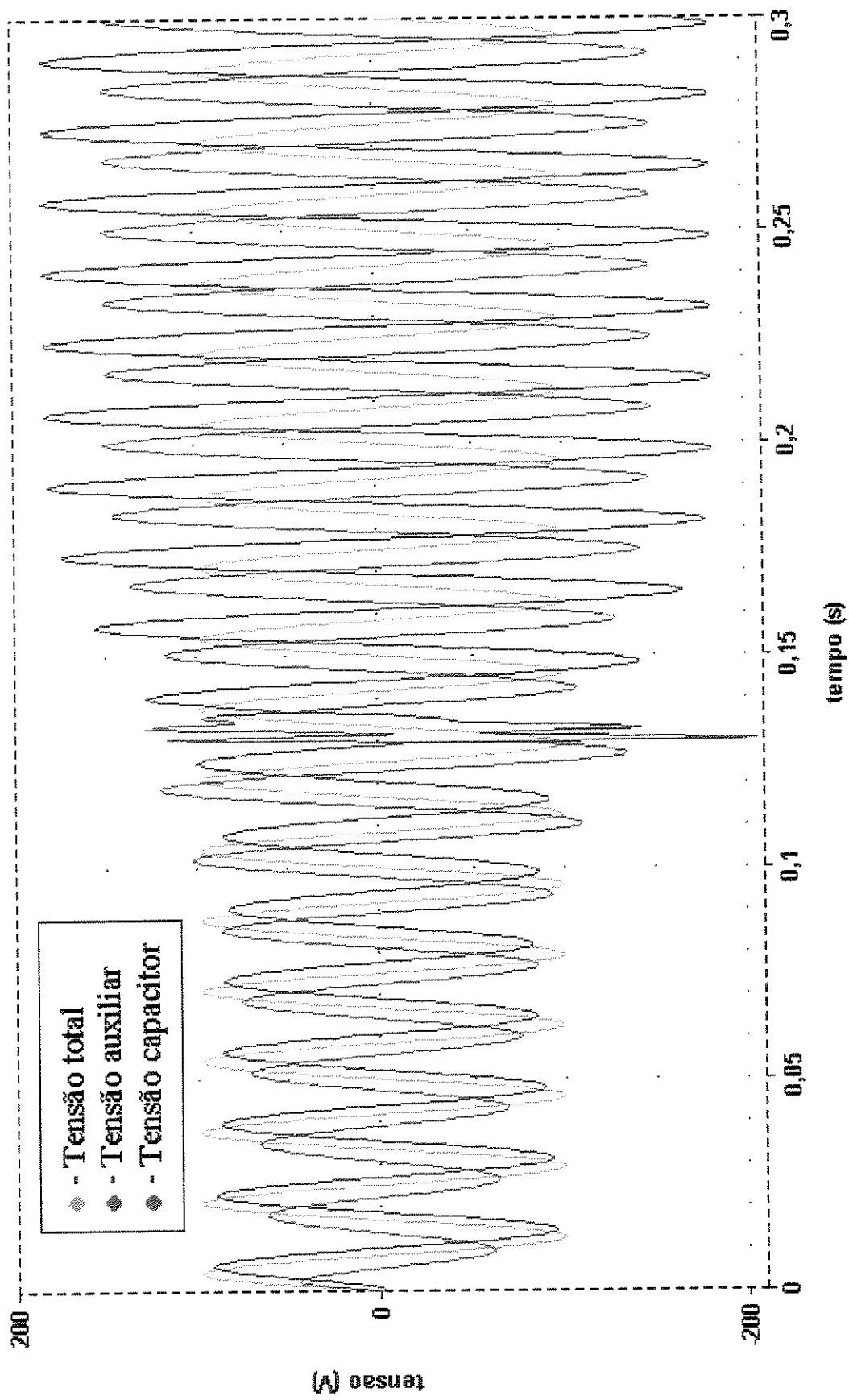


Figura 3.11 - Tensões total, na fase auxiliar e no capacitor.

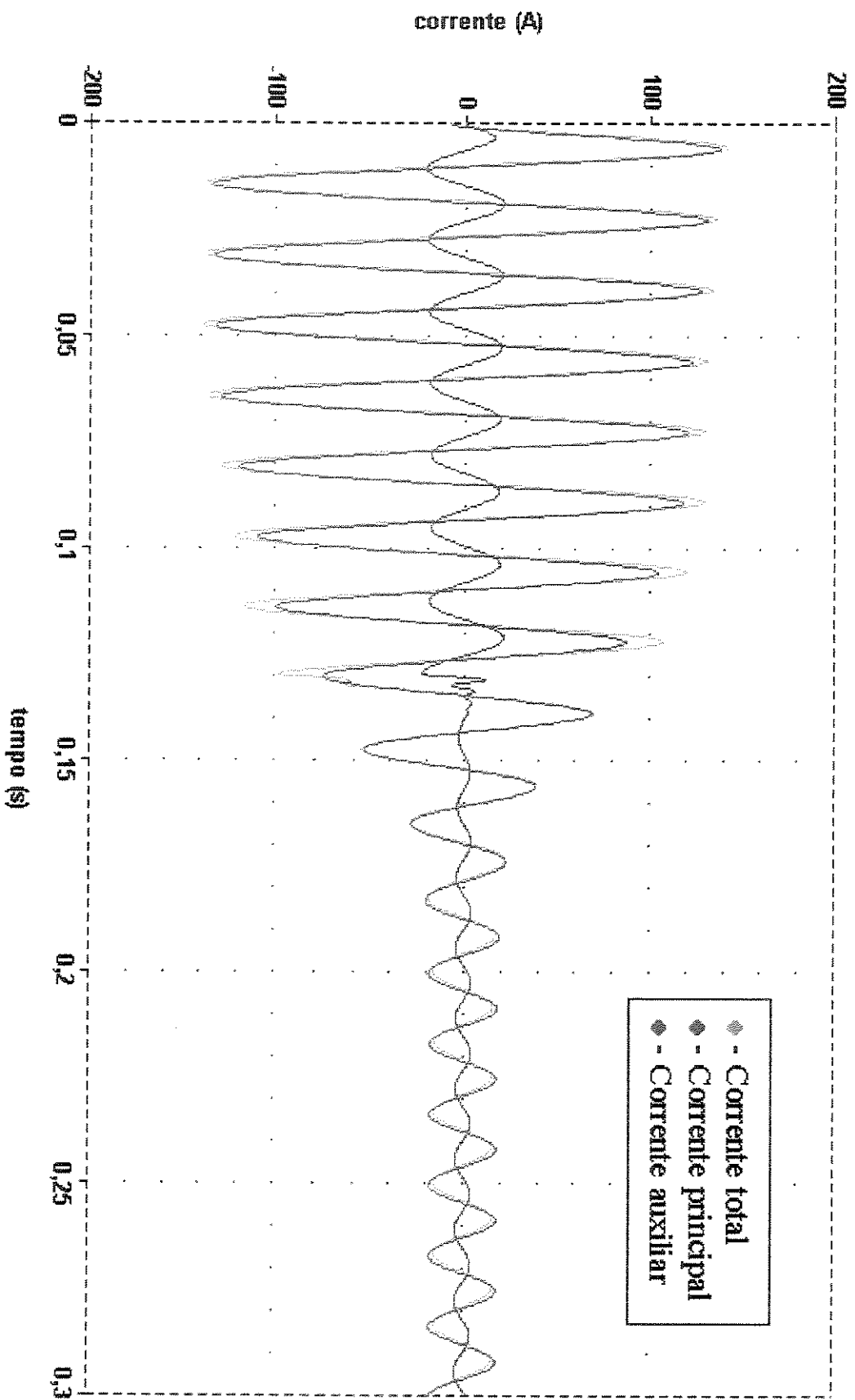


Figura 3.12 - Correntes total, na fase principal e na fase auxiliar.

3.4.2 – Resultados de simulação do motor monofásico de indução com capacitor chaveado

Para a simulação da partida do motor com capacitor chaveado foi usado um esquema baseado no princípio do controle do ângulo de disparo da chave, como mencionado no item 3.2.

Na Figura 3.13 são apresentadas as formas de onda de transitório de velocidade em cinco situações diferentes a partir do repouso.

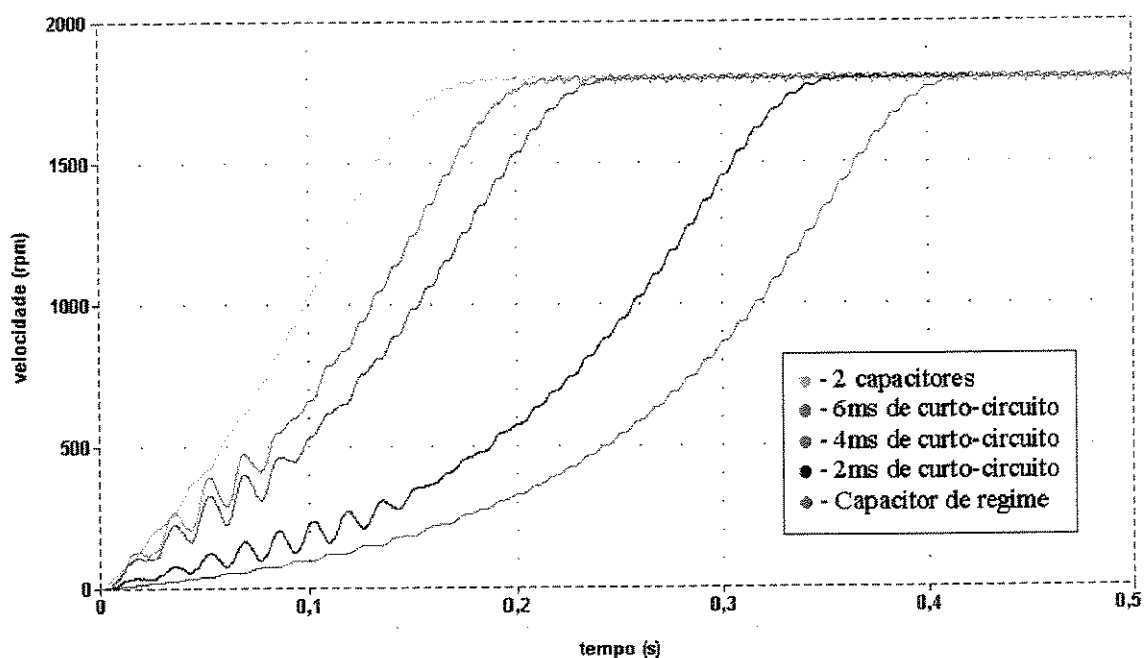


Figura 3.13 - Respostas transitórias da velocidade do motor.

A curva representada pela cor verde, que tem o transitório mais rápido, corresponde à partida com o método tradicional cuja simulação foi mostrada no item 3.4.1. O transitório mais lento, a curva representada pela cor lilás, é a partida com apenas o capacitor de regime. Os outros três transitórios correspondem à partida com capacitor de regime chaveado em três tempos de curto-circuito diferentes. A curva de transitório representada pela cor vermelha corresponde a um tempo de curto-circuito de 6 ms, a curva representada pela cor azul é com 4 ms e a curva de cor preta com 2 ms. Pelos resultados de simulação observa-se que o

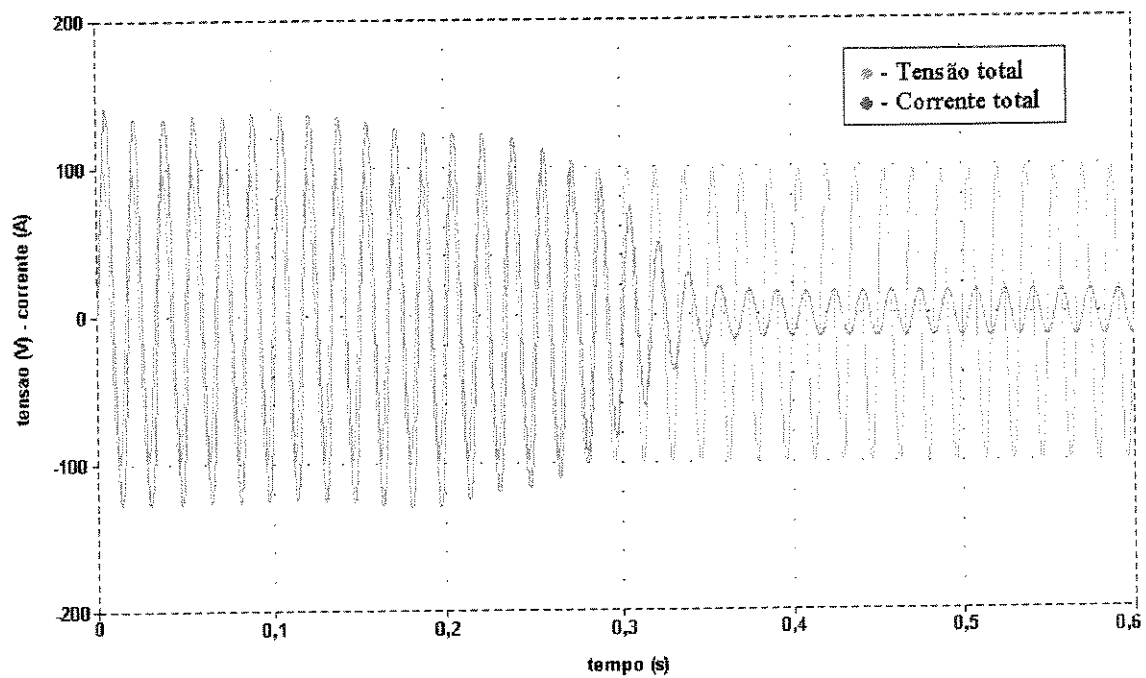
chaveamento do capacitor de regime durante o transitório possibilita uma partida mais rápida que aquela usando apenas o capacitor de regime. Verifica-se também, entre os transitórios com capacitor chaveado que para tempos de curto-circuito maiores, mais rápida será a partida, comprovando que a capacitância efetiva aumenta.

Observa-se que mesmo com um tempo de curto-circuito de 6 ms, quase meio-ciclo da senóide de alimentação de 60 Hz, a partida permanece ainda mais lenta do que a partida tradicional. Isto pode ser explicado através das equações (3.5) e (3.6). Para um capacitor de regime de 60 μF , um $T = 8,33$ ms e um $\gamma = 6$ ms o valor de capacitor obtido é de apenas 214,3 μF ; que está longe da capacitância de partida de 616 μF (556 μF + 60 μF). Para se obter uma capacitância deste valor seria necessário um tempo de curto-circuito de 7,52 ms. Isto deixa uma diferença de aproximadamente 0,81 ms do valor de meio-ciclo da senóide que é 8,33 ms. Pela Figura 3.4, para partir com um valor ótimo de capacitância, 1173 μF aproximadamente, seria necessário um tempo de curto-circuito de 7,9 ms. O transitório de velocidade para tempos de curto-circuito de 7,52 ms e 7,9 ms foram observados em simulação. Verificou-se que para 7,52 ms a partida tornava-se mais lenta do que com 6 ms e para 7,9 ms foi mais lenta ainda. O que pode ter ocorrido, talvez seja uma diminuição no comportamento capacitivo do conjunto chave-capacitor para esses tempos de curto-circuito grandes, pois foi observado que o valor médio da tensão no capacitor diminui muito e a tensão no enrolamento auxiliar é muito próxima de uma senóide quase em fase com a tensão de alimentação.

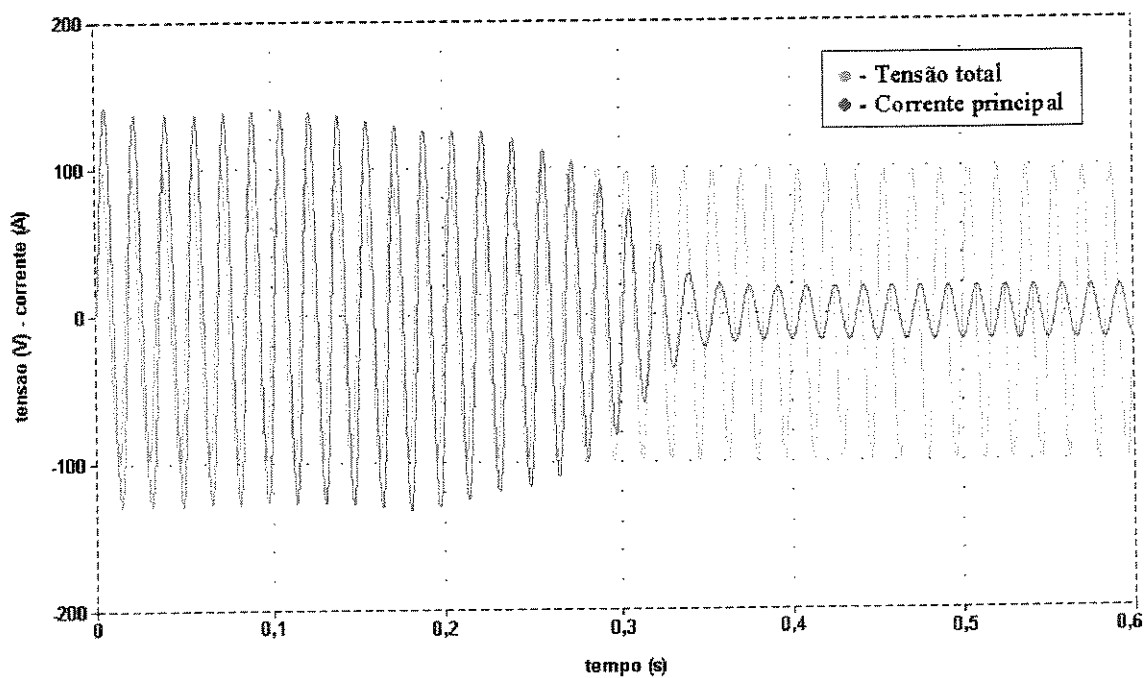
As Figuras 3.14 e 3.15 mostram as formas de onda da tensão total e corrente total, tensão total e corrente na fase principal e tensão e corrente na fase auxiliar, respectivamente.

Na Figura 3.14a observa-se que o efeito do chaveamento do capacitor não é perceptível na corrente total. Verifica-se também que a corrente do enrolamento principal, Figura 3.14b, não sente os efeitos do chaveamento.

Apesar das distorções, na Figura 3.15b é possível constatar que a tensão da fase auxiliar está adiantada com relação à corrente, como é de se esperar. O valor da corrente foi multiplicado por quatro nesta figura para facilitar a análise da diferença de fase. Na Figura 3.15c verifica-se que as formas de onda não são mais distorcidas, constatando-se que a impedância do circuito varia. Para esta figura a corrente também está multiplicada por quatro.

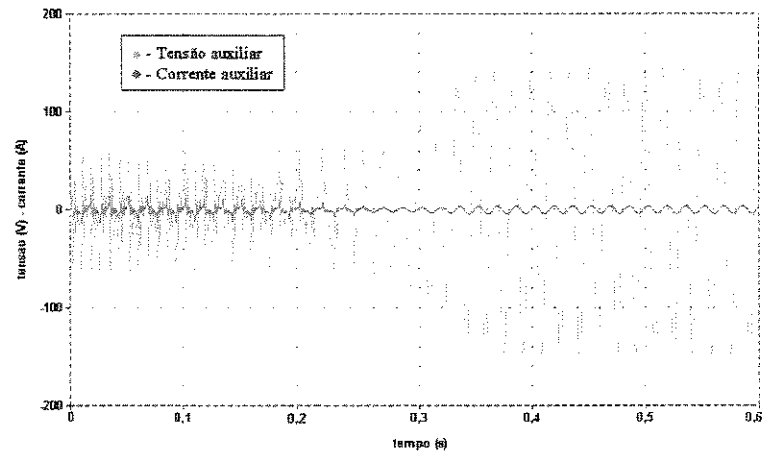


(a)

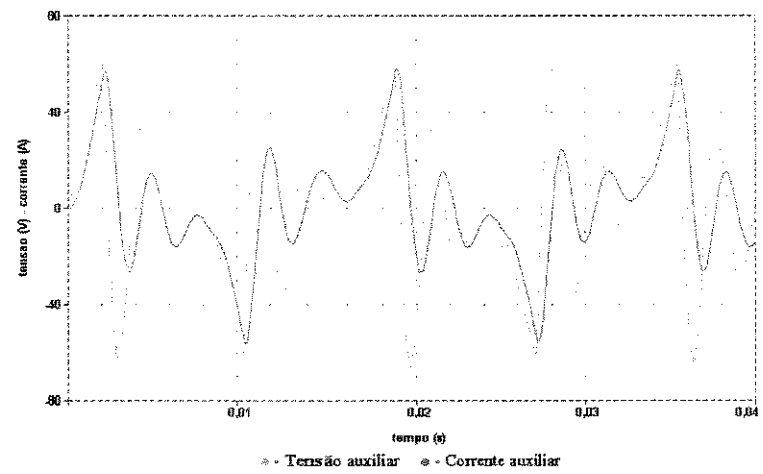


(b)

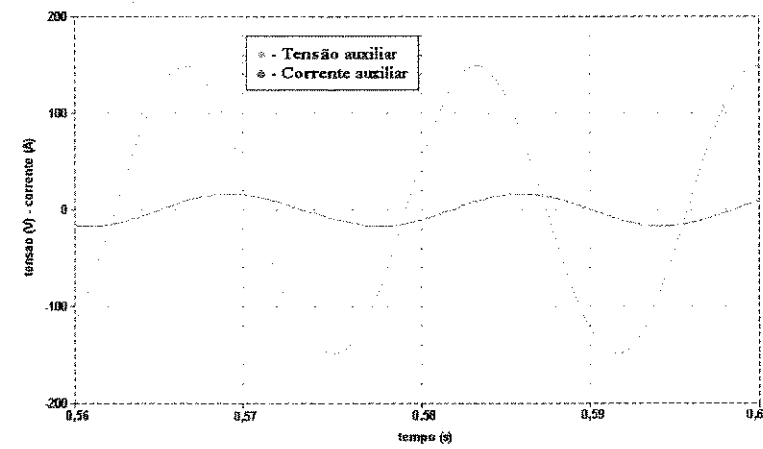
Figura 3.14 – Tensão e correntes. (a) Tensão total e corrente total. (b) Tensão total e corrente na fase principal.



(a)



(b)



(c)

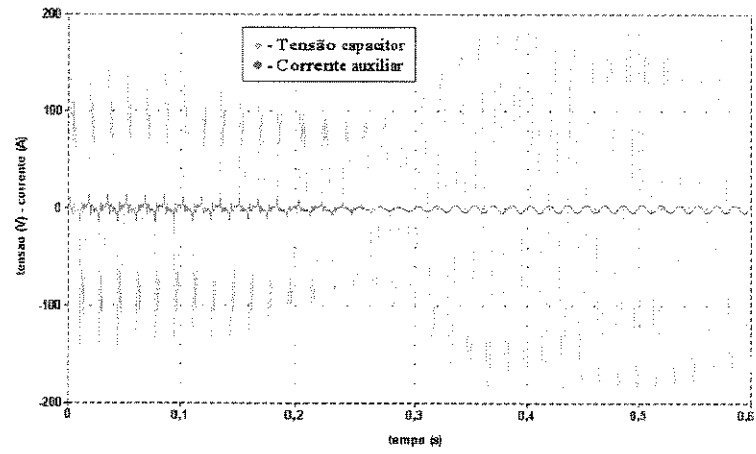
Figura 3.15 - Tensão e corrente. (a) Tensão e corrente na fase auxiliar. (b) Detalhe na partida. (c) Detalhe no regime.

A variação na velocidade muda a impedância do circuito alterando a fase da tensão do enrolamento auxiliar e por consequência a do capacitor em relação à tensão total. Portanto, para um tempo de curto-circuito fixo, o tempo que o capacitor fica efetivamente curto-circuitado deve diminuir devido a um aumento no atraso da tensão no capacitor em relação à tensão total.

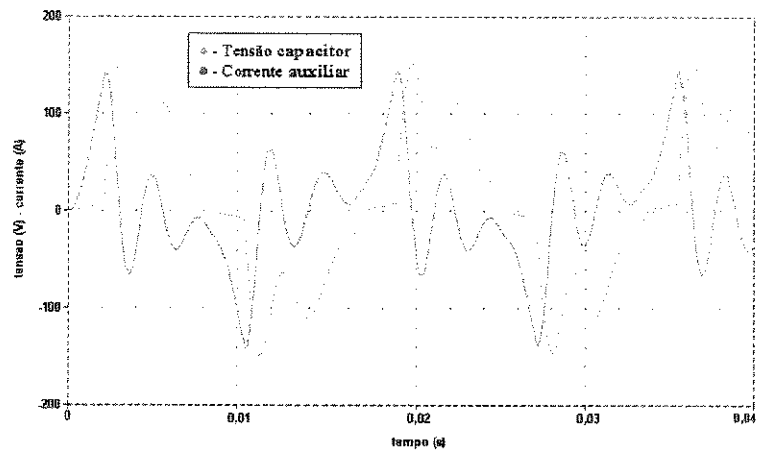
Na Figura 3.16 é mostrada a forma de onda de tensão no capacitor e a corrente na fase auxiliar. A Figura 3.16b é um detalhe da partida, sendo a corrente multiplicada por dez para facilitar também a análise das fases. Verifica-se que o conjunto chave-capacitor tem um comportamento capacitivo, pois a corrente na fase auxiliar está adiantada em relação à tensão. Através da Figura 3.16c observa-se que o capacitor não é mais curto-circuitado no regime, confirmando o efeito observado na Figura 3.15c. Para essa figura a corrente também foi multiplicada por dez.

A Figura 3.17 mostra as formas de onda das tensões total, na fase auxiliar e no capacitor. Através da Figura 3.17b observa-se que a tensão da fase auxiliar está adiantada em relação à tensão total e a tensão no capacitor está atrasada. Na Figura 3.17c o motor já se encontra em regime.

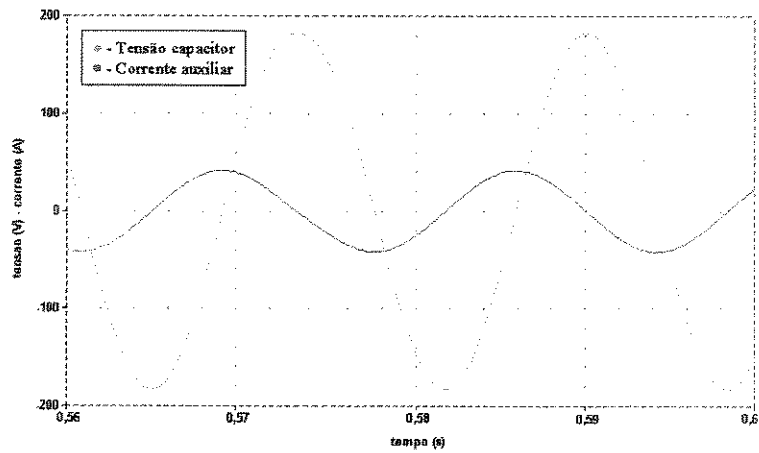
Na Figura 3.18 são mostradas as formas de onda de corrente total, corrente na fase principal e na fase auxiliar. Na partida, Figura 3.18b, observa-se que a corrente da fase auxiliar está adiantada em relação à corrente total e que a corrente na fase principal encontra-se praticamente em fase com a mesma. A corrente da fase auxiliar foi multiplicada por dez para facilitar a análise. Ainda, nesta mesma figura, verifica-se uma suave distorção na corrente total provocada pelas distorções da corrente auxiliar. No regime, Figura 3.18c, o capacitor não é mais curto-circuitado e as formas de onda tornam-se senóides sem distorções e com as defasagens esperadas.



(a)

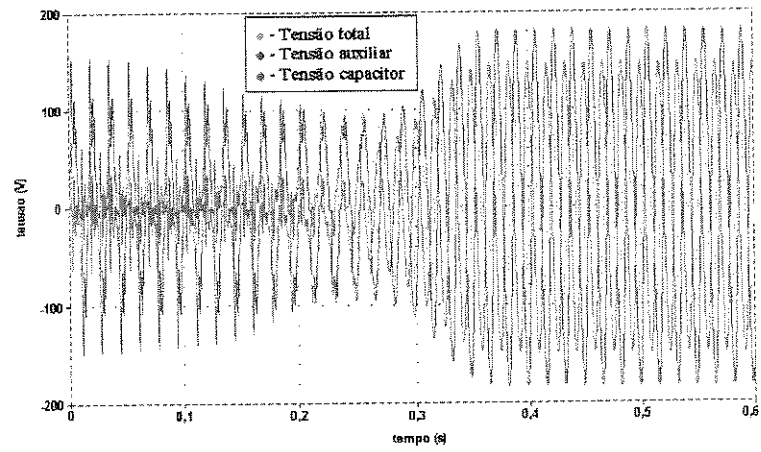


(b)

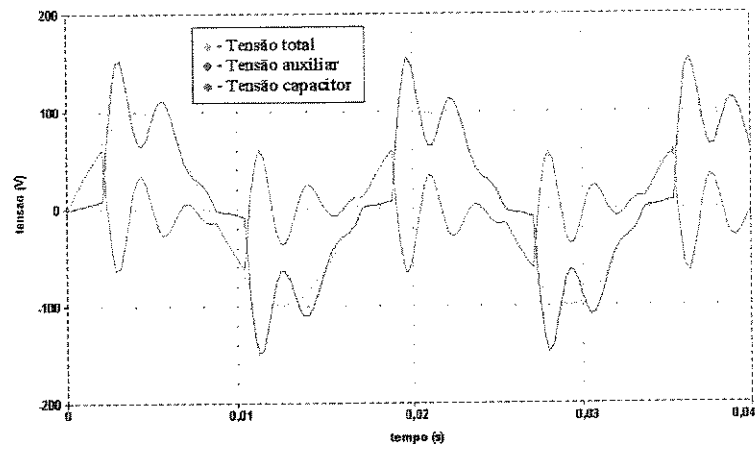


(c)

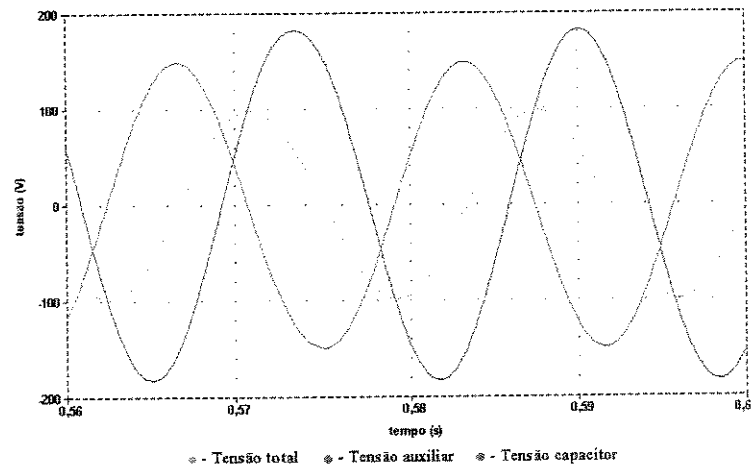
Figura 3.16 - Tensão e corrente. (a) Tensão no capacitor e corrente na fase auxiliar. (b) Detalhe na partida. (c) Detalhe no regime.



(a)

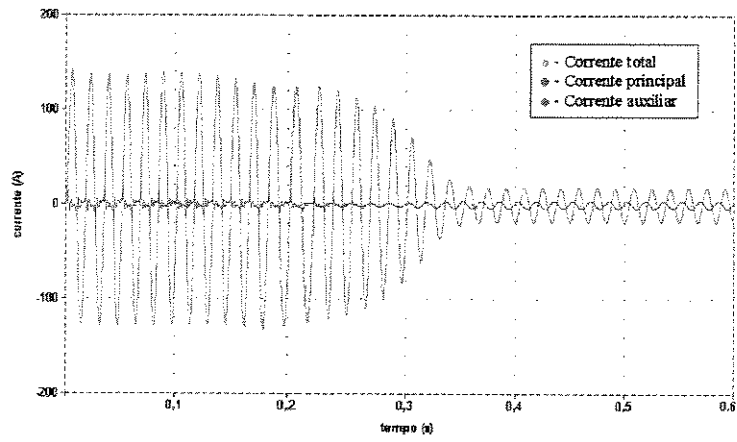


(b)

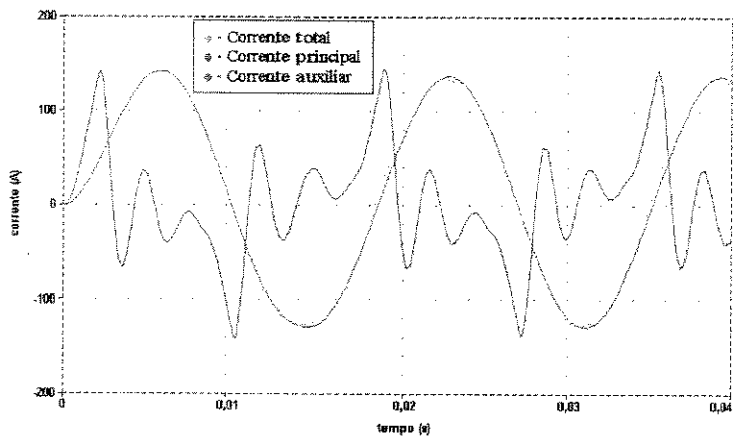


(c)

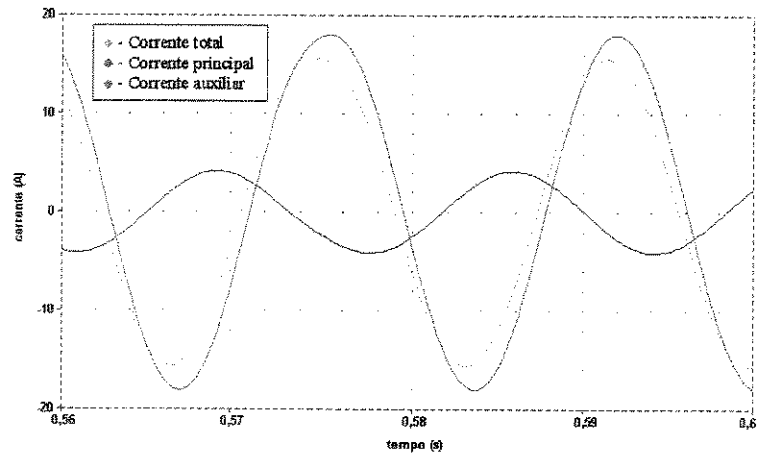
Figura 3.17 - Tensões. (a) Tensões total, na fase auxiliar e no capacitor. (b) Detalhe na partida. (c) Detalhe no regime.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.18 - Correntes. (a) Correntes total, na fase principal e na fase auxiliar. (b) Detalhe na partida. (c) Detalhe no regime.

Capítulo 4

Descrição do Sistema Implementado

4.1 - Introdução

Neste capítulo são apresentados os circuitos e componentes utilizados na implementação do sistema de partida de um motor monofásico através de um capacitor de regime curto-circuitado eletronicamente, baseado no trabalho de Muljadi et al. Primeiramente um diagrama de blocos mostra o sistema montado em bancada e em seguida é feita uma descrição de cada elemento em particular. A descrição do programa com seu fluxograma e fotografias da montagem também são apresentadas.

4.2 - Diagrama descritivo do sistema implementado

A Figura 4.1 apresenta o diagrama esquemático do sistema implementado. Os elementos constituintes deste diagrama são:

Motor monofásico de indução

O motor monofásico utilizado foi o de indução com capacitores de partida e regime. Seus dados de placa são dados a seguir:

MOD G56H0498	RPM 1720	IP/IN 5.0
CV 3	Hz 60	Fs 1.0
V 110/220	ISOL F	IP 21
A 32/16	REG.S 1	

Encoder

O encoder (hohner - Brasil) utilizado é de 480 pulsos/revolução e fornece sinais quadrados cuja largura de cada pulso é inversamente proporcional à velocidade do motor. Quanto menor a velocidade maior a largura do pulso e quanto maior a velocidade menor é a largura do pulso.

A chave eletrônica e circuito de comando

Os componentes semicondutores originalmente utilizados por Muljadi *et al.* [18] para construir a chave bidirecional conectada em paralelo com o capacitor de regime foram dois tiristores do tipo GTO ligados em anti-paralelo. Cada tiristor era acionado pelo mesmo tempo fixo em semi-ciclos diferentes da tensão de alimentação do motor monofásico. A determinação de qual tiristor deve ser acionado depende se a tensão de alimentação encontra-se no semi-ciclo positivo ou negativo. Nessa implementação os tiristores foram substituídos por uma associação de dois transistores do tipo IGBT ligada em paralelo com o capacitor de regime de acordo com a representação da Figura 4.2.

Os diodos entre o emissor e o coletor dos transistores já vem conectado internamente no encapsulamento de fábrica. Como a chave deve permitir uma condução bidirecional, o diodo de um transistor garante a continuidade da corrente quando o outro transistor está em condução durante um processo de curto-circuito. Cada transistor conduz durante um semi-ciclo da tensão de alimentação.

O transistor utilizado na construção da chave foi o SKM 200 GA 123D da SEMIKRON capaz de conduzir continuamente uma corrente de 200 A e suportar uma corrente de pico de

400 A. A tensão de coletor para emissor que ele pode suportar é de 1200 V. Este transistor foi adotado para que se operasse com uma grande margem de segurança.

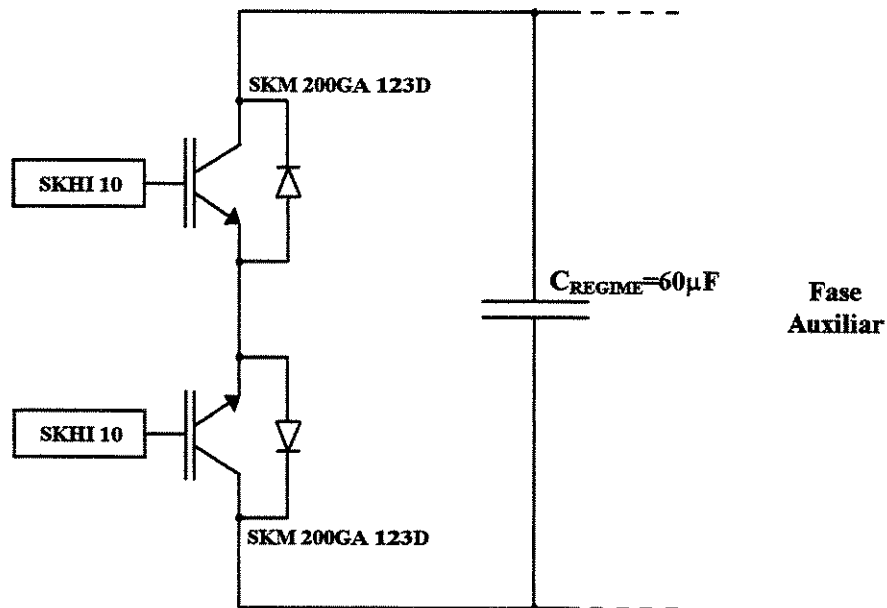


Figura 4.2 - A chave eletrônica.

Cada transistor foi acionado por um “driver” de potência padrão SKHI10 da SEMIKRON.

Condicionamento dos sinais do encoder

O encoder gera dois sinais quadrados defasados de 90° e seus respectivos sinais negados. Tem-se, assim, quatro sinais que podem ser denominados de A, $\bar{A}$, B, $\bar{B}$. A ligação utilizada para os sinais foi a diferencial, isto é, o sinal negado é usado como referência para seu respectivo sinal não negado.

Os sinais do encoder foram isolados por fotoacopladores TIL111 e condicionados por amplificadores operacionais LM311N. A Figura 4.3 mostra o diagrama das conexões.

A velocidade foi utilizada para se detectar, através do microcontrolador, o momento de cessar o chaveamento e também para se obter a curva de partida da velocidade. Para a primeira

tarefa, apenas o sinal B condicionado foi utilizado. Na segunda tarefa, os quatro sinais foram enviados diretamente do encoder para uma placa que tem a função de converter a frequência dos pulsos em um sinal de tensão proporcional à velocidade, sendo o circuito integrado LM2917 o responsável pela conversão. Conforme a velocidade do motor aumenta, a frequência do sinal do encoder aumenta e como consequência, o nível de tensão será maior. O inverso ocorre quando a velocidade diminui. É interessante destacar que o circuito integrado LM2917 é linear.

O sinal de tensão proporcional à velocidade obtido com a placa descrita acima não foi utilizado no microcontrolador, ele foi apenas observado no osciloscópio.

Circuitos condicionadores de sinal

Foram utilizados quatro sensores baseado no efeito Hall da LEM, dois de corrente e dois para tensão. Um dos sensores de corrente foi utilizado para detectar a forma de onda da corrente total e o outro a corrente da fase auxiliar. A forma de onda da corrente da fase principal foi obtida fazendo-se no computador a diferença das duas correntes medidas. Um dos sensores de tensão é usado para observar a forma de onda da tensão no capacitor de regime e o outro para detectar os instantes que a tensão de alimentação passa por zero para servir como referência para o início do curto-circuito no capacitor. A Figura 4.4 mostra o circuito dos sensores de corrente e tensão.

Excluindo o sensor usado para detectar as transições por zero da tensão de alimentação, as formas de onda fornecidas pelos sensores foram condicionadas pelo circuito da Figura 4.5.

No diagrama da Figura 4.5, o primeiro amplificador operacional serve para eliminar o “offset” somando ou subtraindo um nível cc através da resistência variável. O segundo amplificador operacional tem ganho unitário e serve para corrigir a inversão produzida no sinal pela realimentação negativa do primeiro amplificador operacional. O terceiro amplificador operacional amplifica o sinal. O quarto e último amplificador operacional, além de deixar o sinal de saída V_o em fase com o de entrada V_i , acrescenta também um nível cc para o caso de se precisar retirar algum outro “offset”.

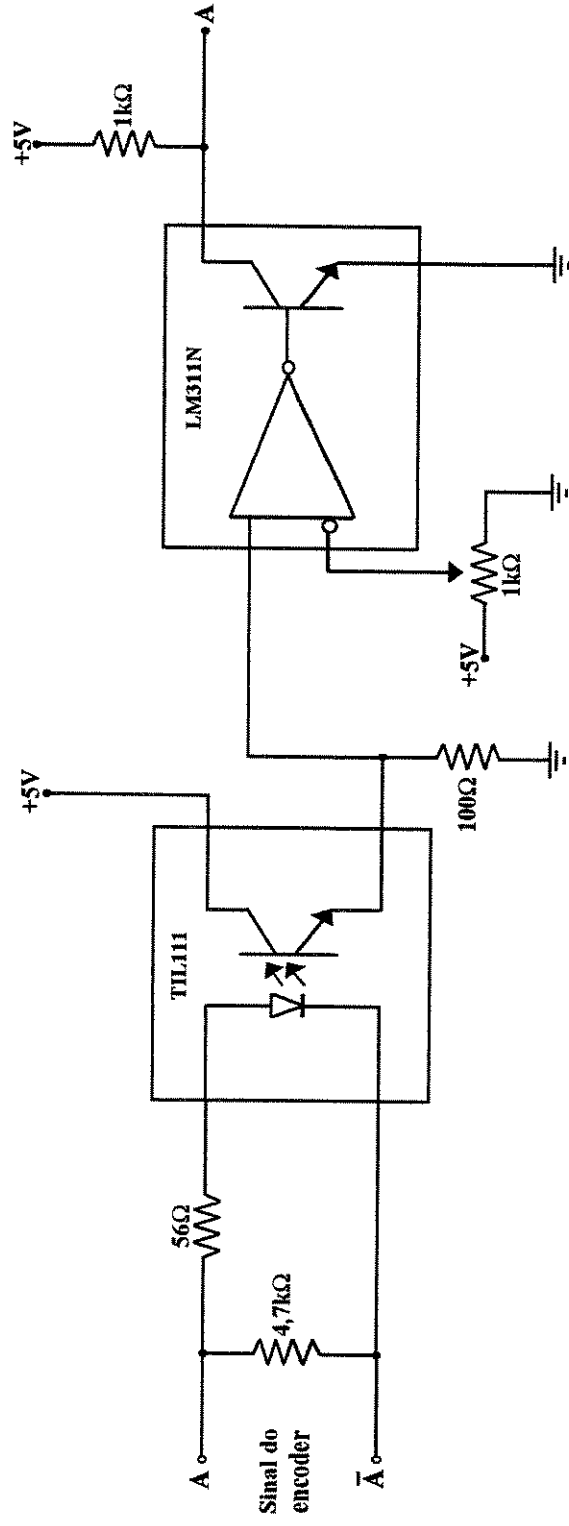


Figura 4.3 - Condicionamento do sinal de velocidade fornecido pelo encoder.

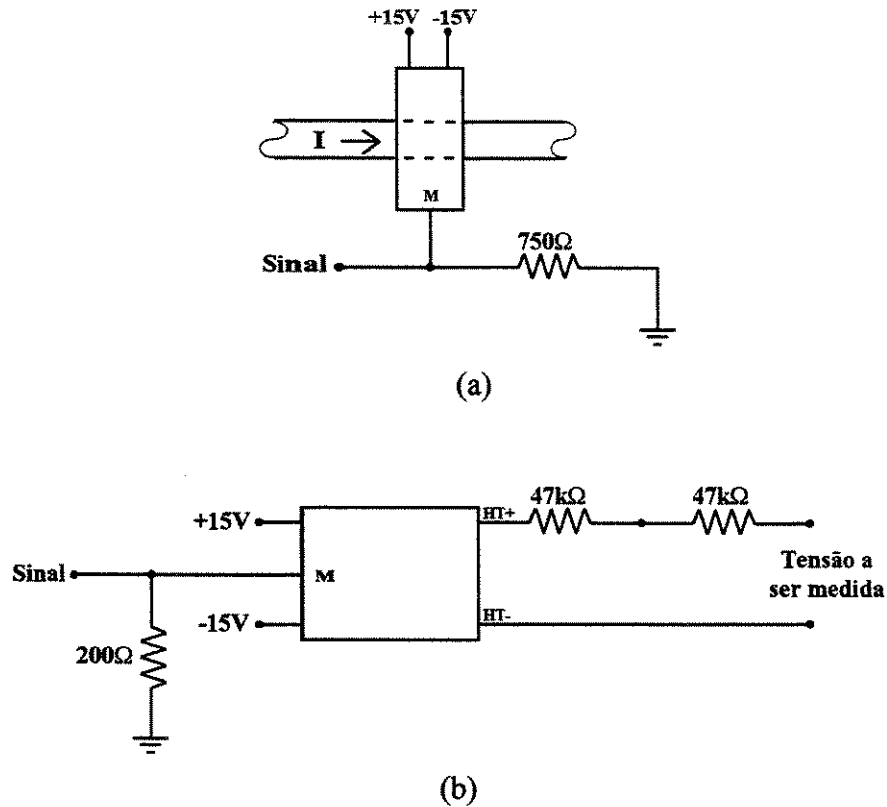


Figura 4.4 - Circuitos dos sensores baseado no efeito Hall. (a) Sensor de corrente. (b) Sensor de tensão.

Circuito detector de transições por zero

O circuito montado para detectar as transições por zero da tensão de alimentação é mostrado na Figura 4.6. A forma de onda do sensor de tensão é enviada para V_i no primeiro amplificador operacional que é usado para retirar sinais cc de “offset”. O segundo amplificador operacional foi montado como um filtro passa baixa com uma frequência de corte de 159 Hz para diminuir os ruídos. O terceiro amplificador operacional é um circuito que permite mudar a fase do sinal e foi usado para corrigir as mudanças na fase provocadas pelo filtro. O quarto e último amplificador operacional está montado em uma configuração para detecção de transições por zero. O sinal de saída deste último amplificador operacional é uma forma de onda quadrada com a mesma frequência do sinal de entrada V_i . As transições deste sinal quadrado indicam os momentos em que a tensão de alimentação passa por zero.

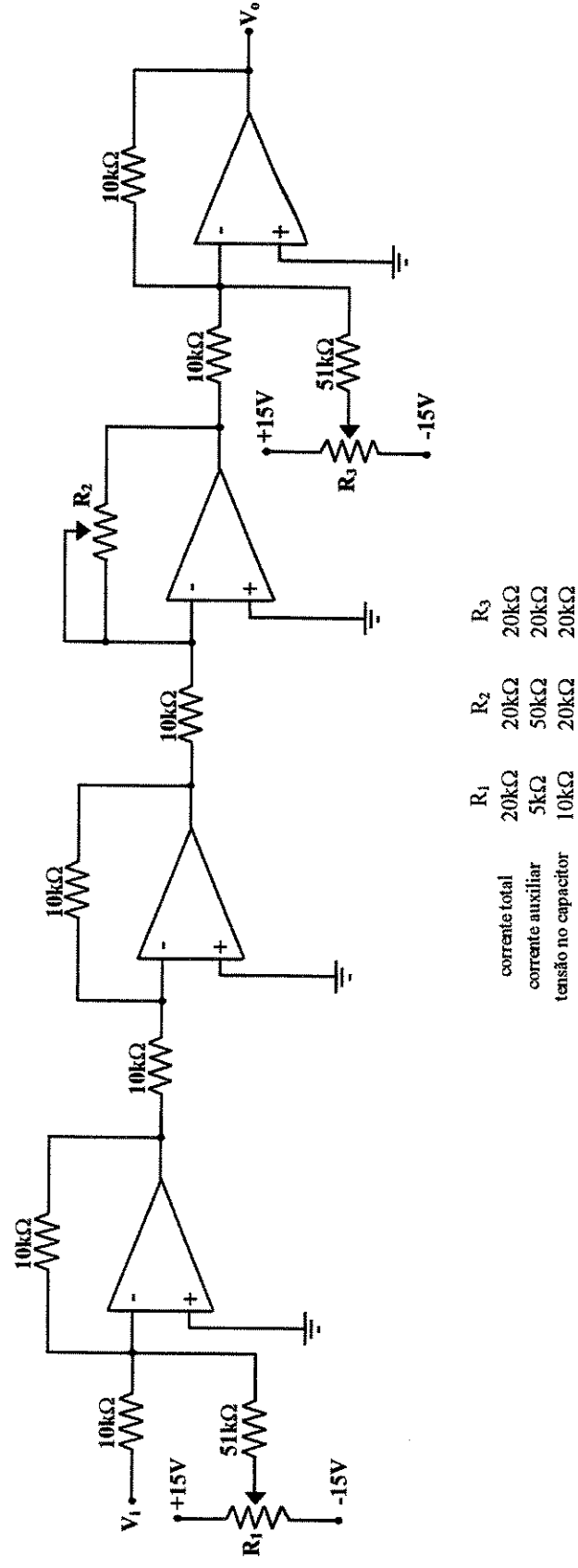


Figura 4.5 - Circuito de condicionamento dos sinais dos sensores baseado no efeito Hall.

Circuitos separadores de transições por zero e de sinais de controle dos transistores da chave eletrônica

No item anterior foi apresentado o circuito utilizado para localizar as passagens por zero da tensão de alimentação. O sinal quadrado gerado por esse circuito contém a informação dos instantes de passagem por zero em suas transições. Quando o sinal quadrado passa do nível baixo para o nível alto, significa que a tensão de alimentação passou de seu semi-ciclo negativo para o positivo. Uma transição de nível alto para o nível baixo indica uma passagem do semi-ciclo positivo para o negativo da tensão de alimentação.

O sinal quadrado do detector de transições por zero deve ser enviado para o microcontrolador, e como este só detecta transições positivas o sinal quadrado foi separado em dois. Um deles contém as passagens do semi-ciclo negativo para o positivo e o outro as do semi-ciclo positivo para o negativo. Cada um desses sinais foi enviado para uma porta do microcontrolador e através de “software” identificava-se que tipo de transição ocorreu. A Figura 4.7 mostra o diagrama do circuito utilizado e observa-se que o sinal quadrado do detector de transições por zero entra por duas portas lógicas inversoras. O inversor IA inverte o sinal quadrado possibilitando ao microcontrolador identificar as transições negativas que são enviadas para a porta HSI.1 (high speed input 1). As transições positivas são enviadas para a porta HSI.2 (high speed input 2). Os inversores IB e IC funcionam apenas como “buffer”.

Uma vez identificado o tipo de transição ocorrida, positiva ou negativa, o microcontrolador deve enviar corretamente o sinal de controle para um dos transistores da chave. A separação do sinal do detector de transições por zero como demonstrado na Figura 4.7 e a entrada de cada um por portas diferentes já indica qual transistor será utilizado. O sinal de controle para o transistor mantém o mesmo ligado pelo tempo de curto-circuito desejado. Este sinal sai por apenas uma porta e é desviado para o transistor correto através de sinais enviados pelo próprio microcontrolador e por portas lógicas. A Figura 4.8 mostra o circuito que envia o sinal de controle. Observa-se que o sinal de controle sai pela porta P1.0 e é enviado para duas portas lógicas AND simultaneamente. Junto com o sinal de controle saem mais dois sinais, um pela porta P1.1 e outro pela porta P1.2, que farão a seleção do transistor. Quando P1.1 está em um nível lógico 1, um nível lógico zero é enviado por P1.2 e o sinal de controle

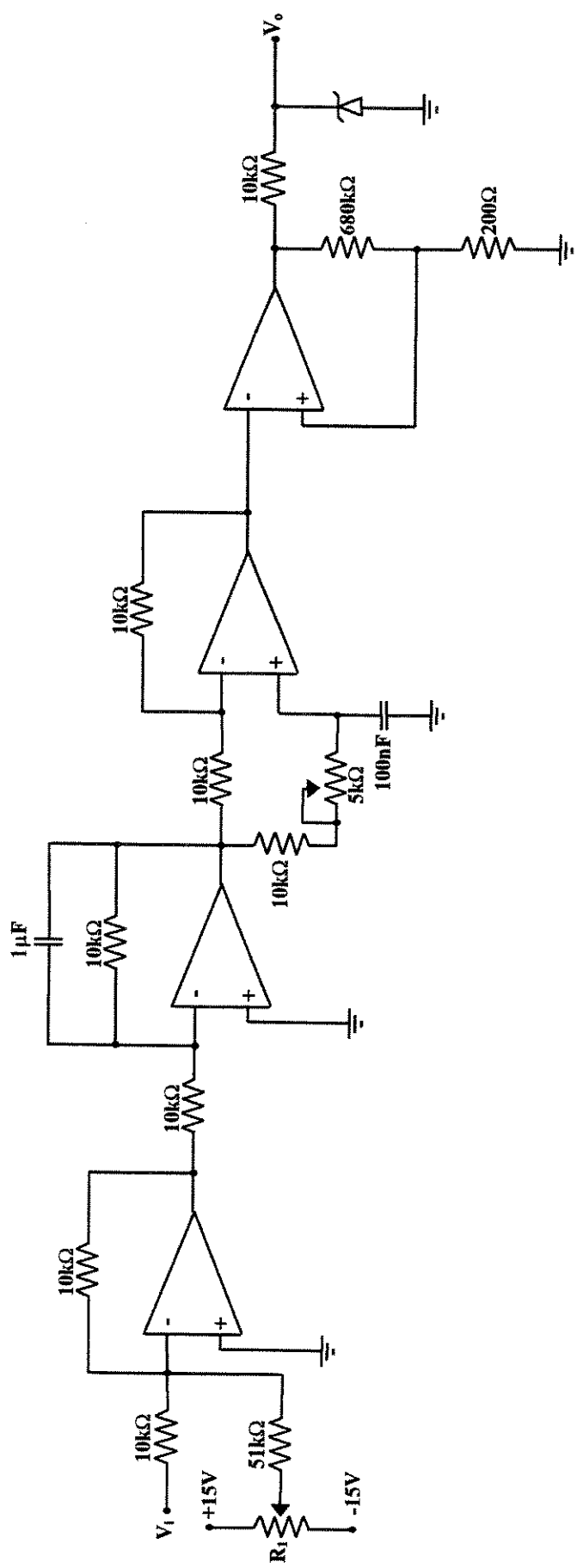


Figura 4.6 - Circuito com o corretor de nível cc, o filtro e o detector de transições por zero.

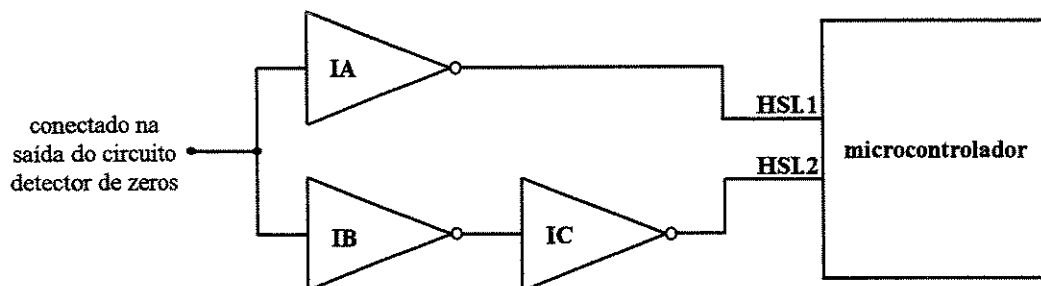


Figura 4.7 - Circuito de separação dos sinais do detector de transições por zero.

passará pela porta PL1. O sinal de controle passará por PL2 quando P1.2 estiver no nível lógico alto e P1.1 em um nível baixo. Cada uma das saídas das portas PL1 e PL2 vai para um dos “drivers” de acionamento dos transistores.

Quando o tempo de curto-circuito chega no seu fim a saída P1.0 é colocada em zero, desligando-se assim o transistor responsável pelo curto-circuito.

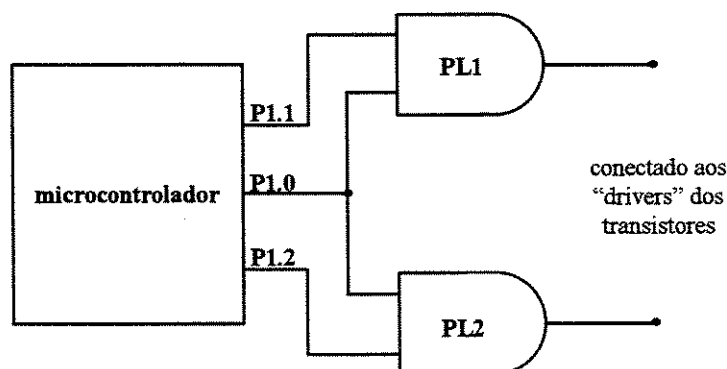


Figura 4.8 - Circuito de envio dos sinais de controle para os transistores da chave eletrônica.

O microcontrolador

As funções do microcontrolador já estão descritas nas secções anteriores. Ele recebe os sinais do encoder para definir o ponto de parada dos curtos-circuitos no capacitor, recebe os sinais do detector de transições por zero e envia os sinais de controle para os transistores. O

microcontrolador utilizado foi o 87C196KD da INTEL de 16 bits, 64 Kbytes de espaço de memória endereçável e frequência máxima de 20 MHz. O seu diagrama de blocos é dado na Figura 4.9 (adaptada de [23]: Figure 2-1).

Suas principais características [23], são:

- memória RAM interna de 1024bytes; sendo 1000 bytes de registradores, 24 bytes de registradores de funções especiais e uma memória ROM programável em tempo real de 32 Kbytes;
- Sistema de acesso horizontal e vertical aos registradores. São meios de se acessar a região de registradores para escrita ou leitura nos mesmos, dependendo do tipo de acesso;
- Base de tempo: o sinal de frequência de 20 MHz é dividido em dois outros sinais que combinados formarão um sinal como base de tempo de 100 ns (10 MHz). Este tempo é denominado estado de tempo (pode operar em outras frequências, 20 MHz é o valor máximo);
- 3 saídas moduladas por largura de pulso (PWM);
- 4 entradas de alta velocidade HSI(high speed input) que permitem a detecção da ocorrência de algum evento tendo como base de tempo um “timer” incrementado a cada 8 estados de tempo chamado TIMER1. Este “timer” é de 16 bits e têm um funcionamento independente. Há também uma fila denominada FIFO (first input / first output) que pode armazenar até 7 eventos das HSI;
- saídas de alta velocidade HSO (high speed output) cuja base de tempo pode ser o TIMER1 ou um outro “timer” chamado TIMER2. Este último pode ser inicializado externamente e pode ser usado como contador;
- um conversor analógico para digital com 8 canais multiplexados e com circuitos Sample-and-Hold;
- a criação de até 4 “timers” via “software” chamados “software timers”. Baseado no TIMER2, estes “timers” produzem uma interrupção após a decorrência de um intervalo de tempo estabelecido;
- 5 portas padrões de I/O de 8 bits e um porto serial de I/O.

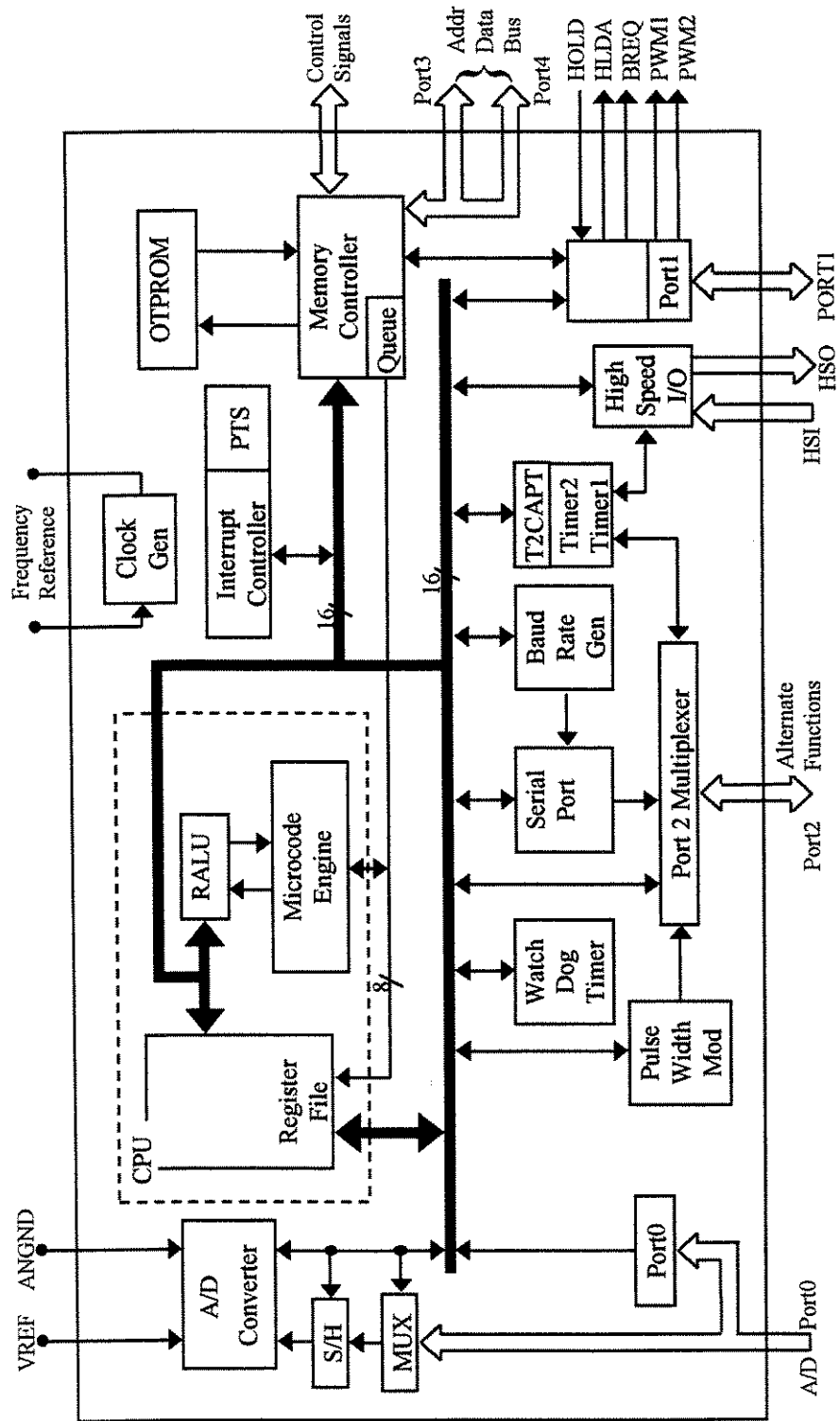


Figura 4.9 - Diagrama de blocos do microcontrolador.

4.3 - Descrição do programa

O programa foi desenvolvido em linguagem “assembler” do microcontrolador e tem as funções de fazer em “on line” a verificação do momento de cessar definitivamente o curto-circuito do capacitor de regime tendo a velocidade como parâmetro limite e definir o instante e qual transistor será acionado por um determinado tempo. O fluxograma de inicialização e do programa principal é mostrado na Figura 4.10. A listagem do programa é dada no Apêndice.

A execução do programa é realizada na seguinte prioridade de eventos:

- 1º - A velocidade é conferida para verificação do momento de terminar com os processos de curto-circuito, e caso este momento tenha sido atingido a porta de saída do sinal que contém o tempo de curto-circuito e que aciona os transistores é colocada em nível baixo permanentemente;
- 2º - Desligamento do transistor ao término do tempo de curto-circuito desejado. Esta rotina de interrupção tem sentido quando um sinal de controle for enviado para um dos transistores;
- 3º - Recebe os sinais do circuito separador de transições por zero e envia o sinal de controle para o transistor apropriado.

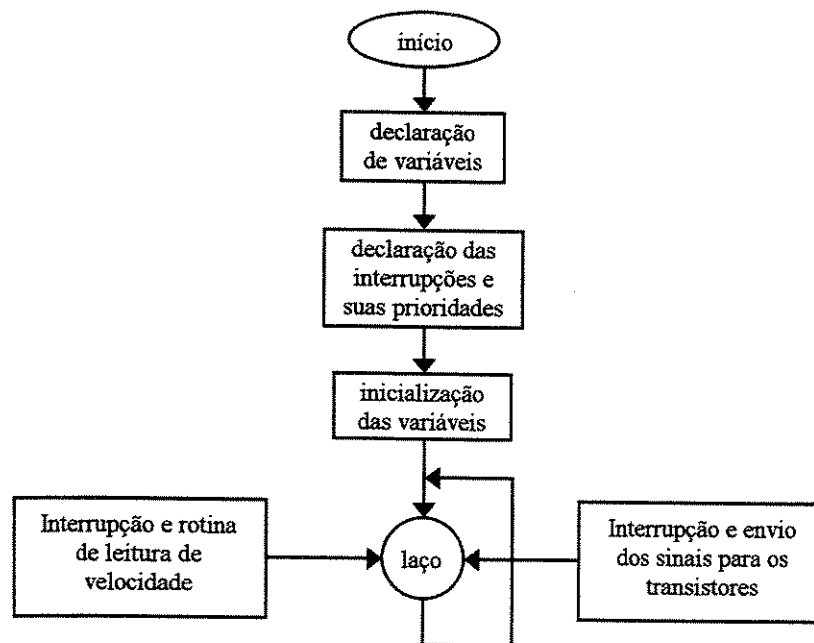


Figura 4.10 - Fluxograma do programa principal.

Interrupção e rotina de leitura de velocidade

A medição da velocidade é feita através da contagem da quantidade de pulsos de “timer” do microcontrolador dentro de um período de pulso de encoder. Quanto mais pulsos forem contados, menor será a velocidade do motor, pois maiores serão os pulsos do encoder. O contrário ocorre conforme a velocidade aumenta. Devido à limitação de 16 bits, o microcontrolador consegue contar até 65535 (FFFF em hexadecimal). Ao se atingir este valor a contagem recomeça de zero. Portanto, no caso de numa medição de velocidade o limite da contagem for ultrapassado, uma correção deve ser feita. Tal correção é feita da seguinte forma: a contagem anterior, que representa o último valor de velocidade medido é armazenado e subtraído da nova contagem de velocidade medida. Se o valor for positivo a contagem não ultrapassou o limite, mas se for negativo ocorreu a ultrapassagem. Neste caso o valor de contagem anterior de velocidade é subtraído de FFFFH e o resultado somado à nova contagem, tendo-se assim o valor correto da velocidade. O fluxograma da rotina de leitura de velocidade é mostrado na Figura 4.11.

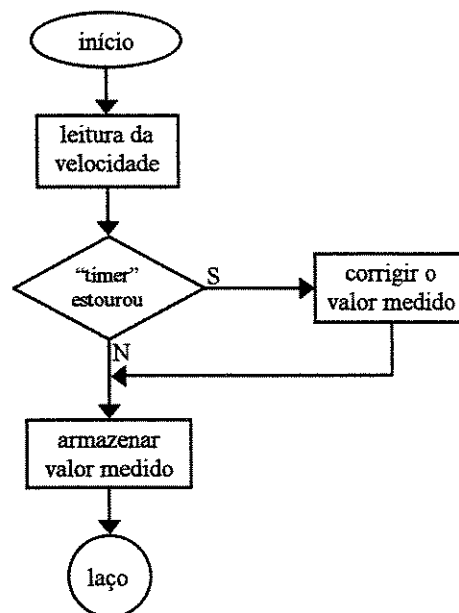


Figura 4.11 - Fluxograma da rotina de leitura de velocidade.

Rotina de envio dos sinais de controle dos transistores da chave eletrônica

Toda vez que é enviado um sinal de controle para acionar um dos transistores um “timer” feito por “software” faz a contagem do tempo de curto-circuito. Quando o mesmo chega ao seu final, uma rotina de interrupção coloca o sinal de controle em zero e todo o processo é novamente inicializado. A Figura 4.12 mostra o fluxograma da rotina de envio dos sinais de controle para os transistores da chave eletrônica.

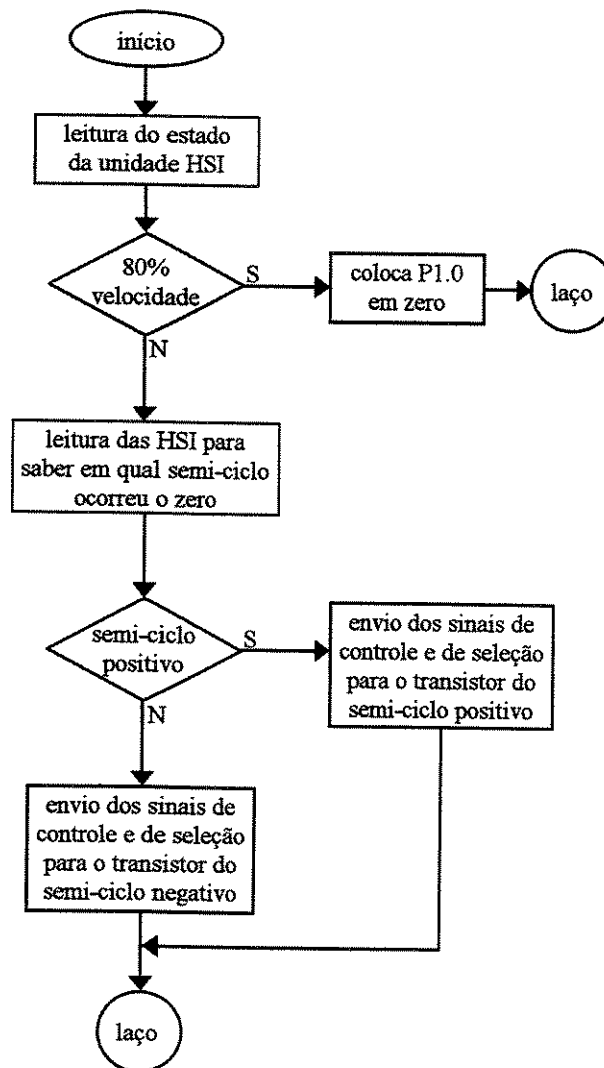
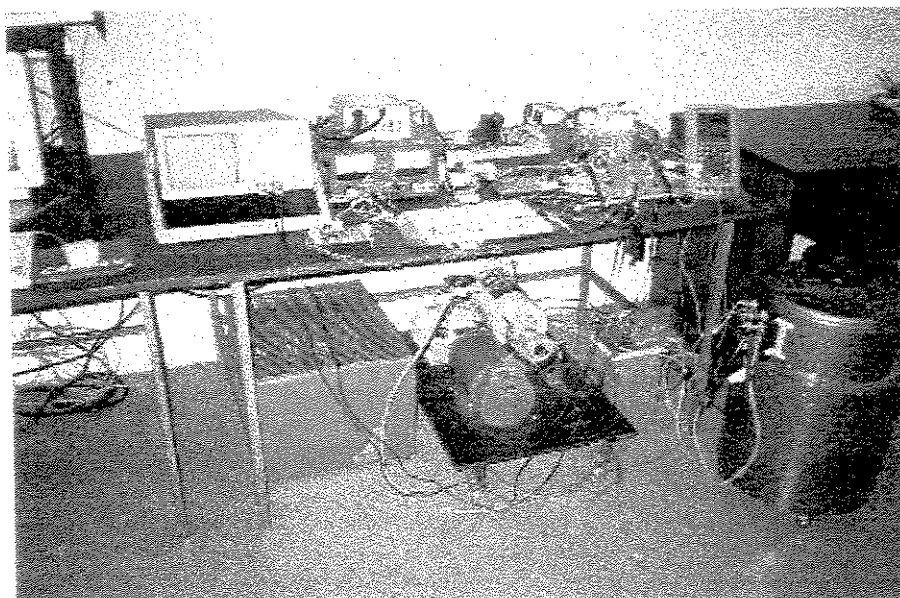
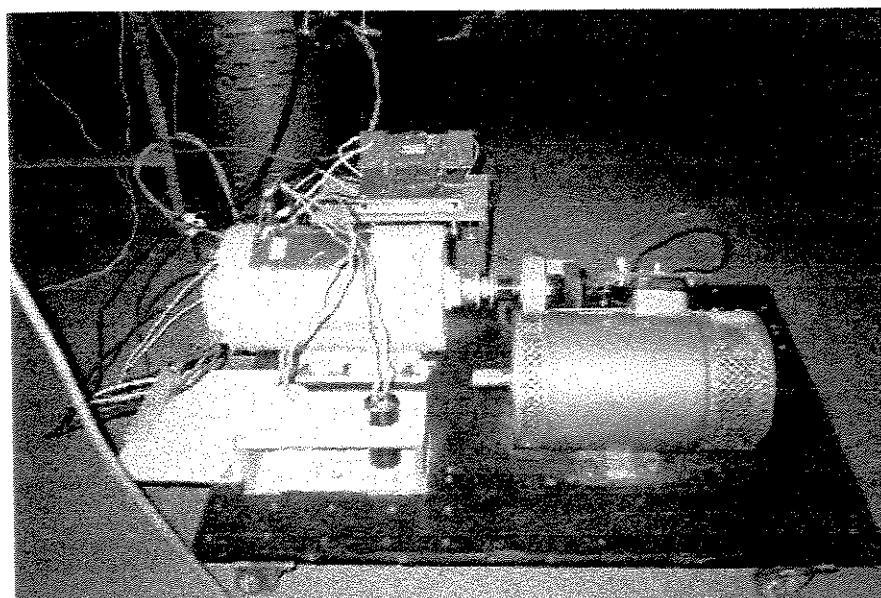


Figura 4.12 - Fluxograma da interrupção que envia os sinais de controle para os transistores da chave eletrônica.

4.4 - Fotografias do sistema implementado



(a)



(b)

Figura 4.13 – Fotografias do sistema implementado. (a) Visão geral da montagem. (b) Detalhe do motor.

Resultados Experimentais

5.1 - Introdução

Com o objetivo de verificar os resultados de simulação e avaliar a técnica de obtenção de uma capacitância variável a partir do chaveamento do capacitor de regime para a partida do motor monofásico de indução, neste capítulo são apresentados os resultados obtidos em laboratório para a partida convencional com dois capacitores e com o capacitor chaveado.

A seguir são mostradas as principais formas de onda e uma comparação entre os transitórios de velocidade em três situações diferentes: com capacitor de partida, com apenas o capacitor de regime e com capacitor chaveado.

Todos os testes foram realizados com uma tensão de alimentação de 70 V rms.

5.2 - Resultados experimentais para a partida com dois capacitores

A Figura 5.1 mostra o transitório de velocidade, onde pode ser observado que o motor leva em torno de 500 ms para atingir o regime. Nos resultados de simulação, este tempo foi de 200 ms, Figura 3.8, mas deve ser levado em conta que as perdas mecânicas não foram consideradas. Outro fator importante é a queda de tensão do auto-transformador devido à alta

corrente de partida do motor. A sua influência será mais visível quando for mostrada a forma de onda de tensão total a seguir.

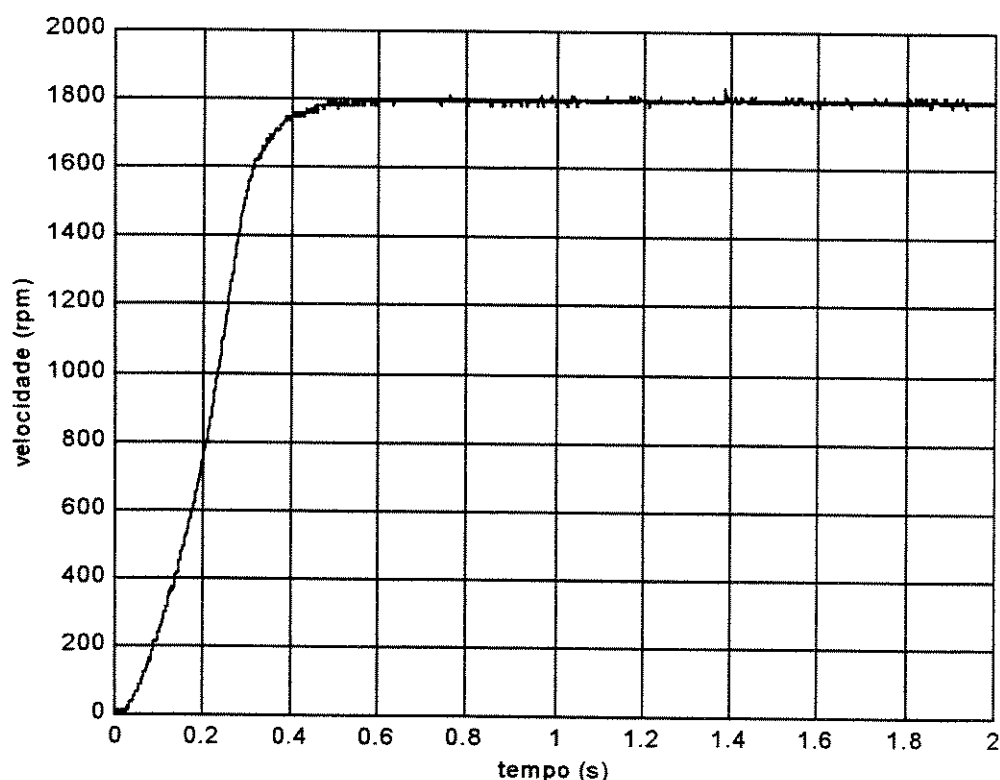


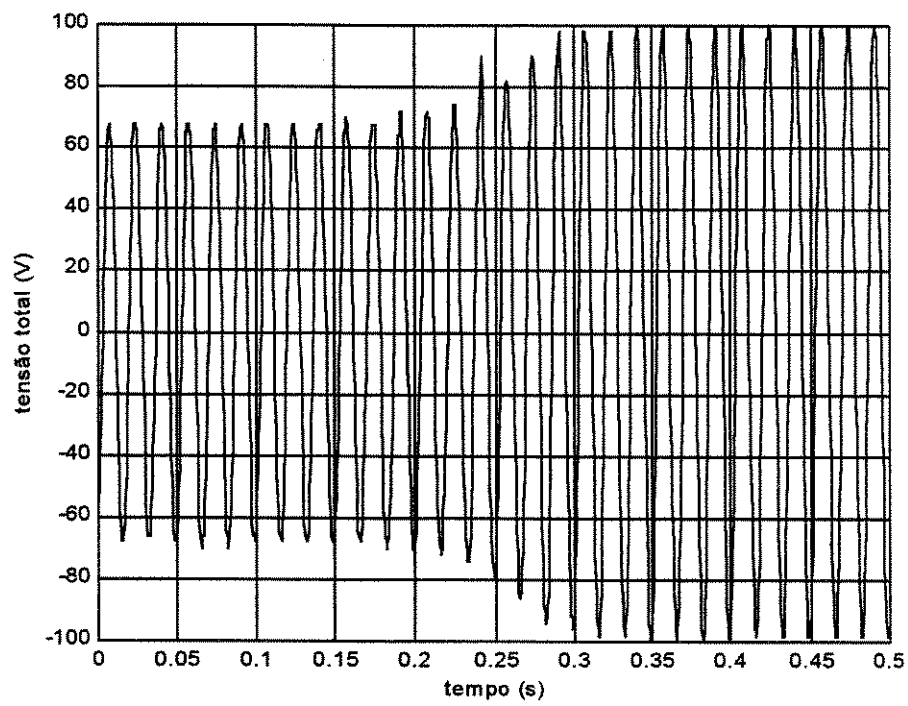
Figura 5.1 - Transiente de velocidade do motor utilizando capacitor de partida.

Na Figura 5.2a é mostrada a tensão total a que o motor é submetido. O intervalo de zero a 300 ms corresponde ao período de queda da tensão do auto-transformador, portanto neste intervalo de tempo o motor não está submetido à tensão desejada. Desta forma, o transiente da Figura 5.1 seria menor se não houvesse o auto-transformador.

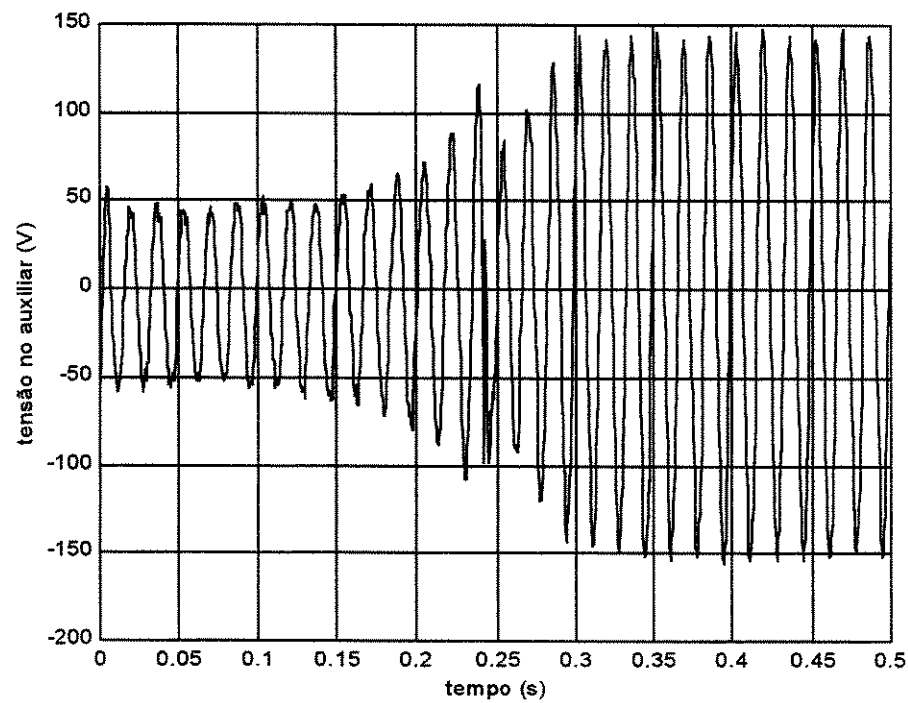
Para a tensão da fase auxiliar, Figura 5.2b, observa-se um comportamento semelhante ao da simulação, Figura 3.10a. A perturbação no resultado experimental devido à atuação da chave centrífuga é bem visível e tem o mesmo padrão verificado em simulação.

A forma de onda de tensão no capacitor, Figura 5.3, tem uma resposta muito semelhante àquela obtida por simulação, Figura 3.10b. O transiente provocado pela atuação da chave centrífuga tem o mesmo formato.

A Figura 5.4 mostra as três tensões colocadas no mesmo gráfico, permitindo constatar um comportamento semelhante ao obtido em simulação com relação às fases, Figura 3.11.



(a)



(b)

Figura 5.2 - Tensões. (a) Tensão total. (b) Tensão na fase auxiliar.

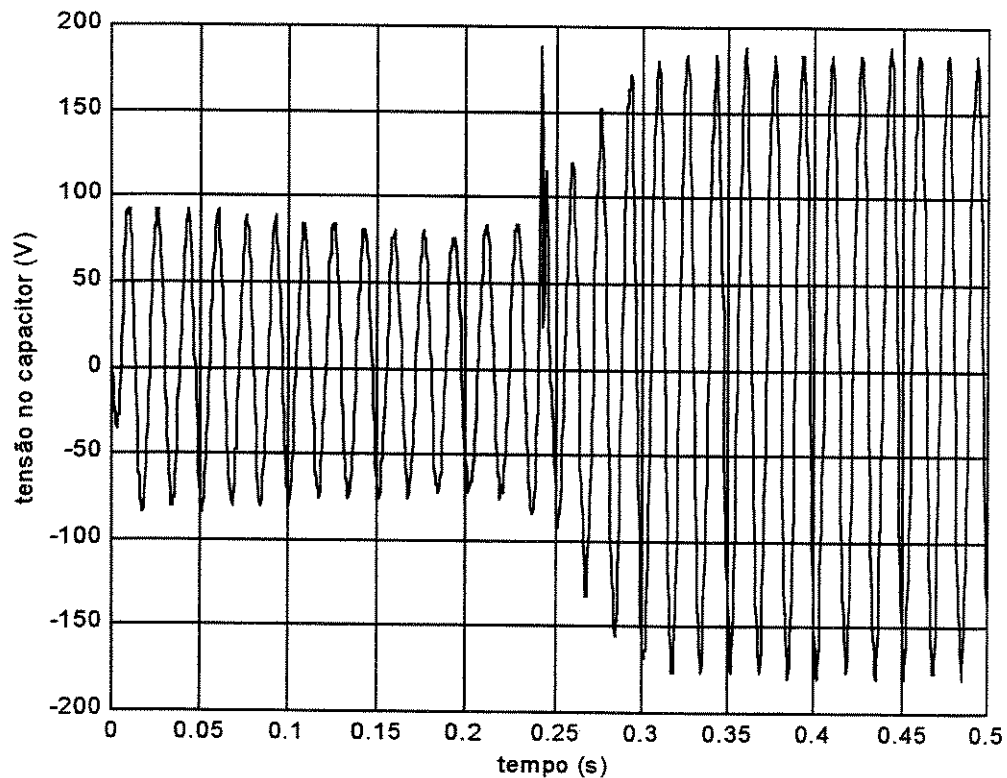


Figura 5.3 - Tensão no capacitor.

As formas de onda de corrente total, na fase principal e na fase auxiliar; Figuras 5.5a, 5.5b e 5.6 respectivamente, comportam-se de forma semelhante às curvas obtidas na simulação, Figura 3.12.

A Figura 5.7 coloca as três correntes num mesmo gráfico permitindo observar o mesmo comportamento entre as defasagens das mesmas com relação às curvas de simulação, Figura 3.12.

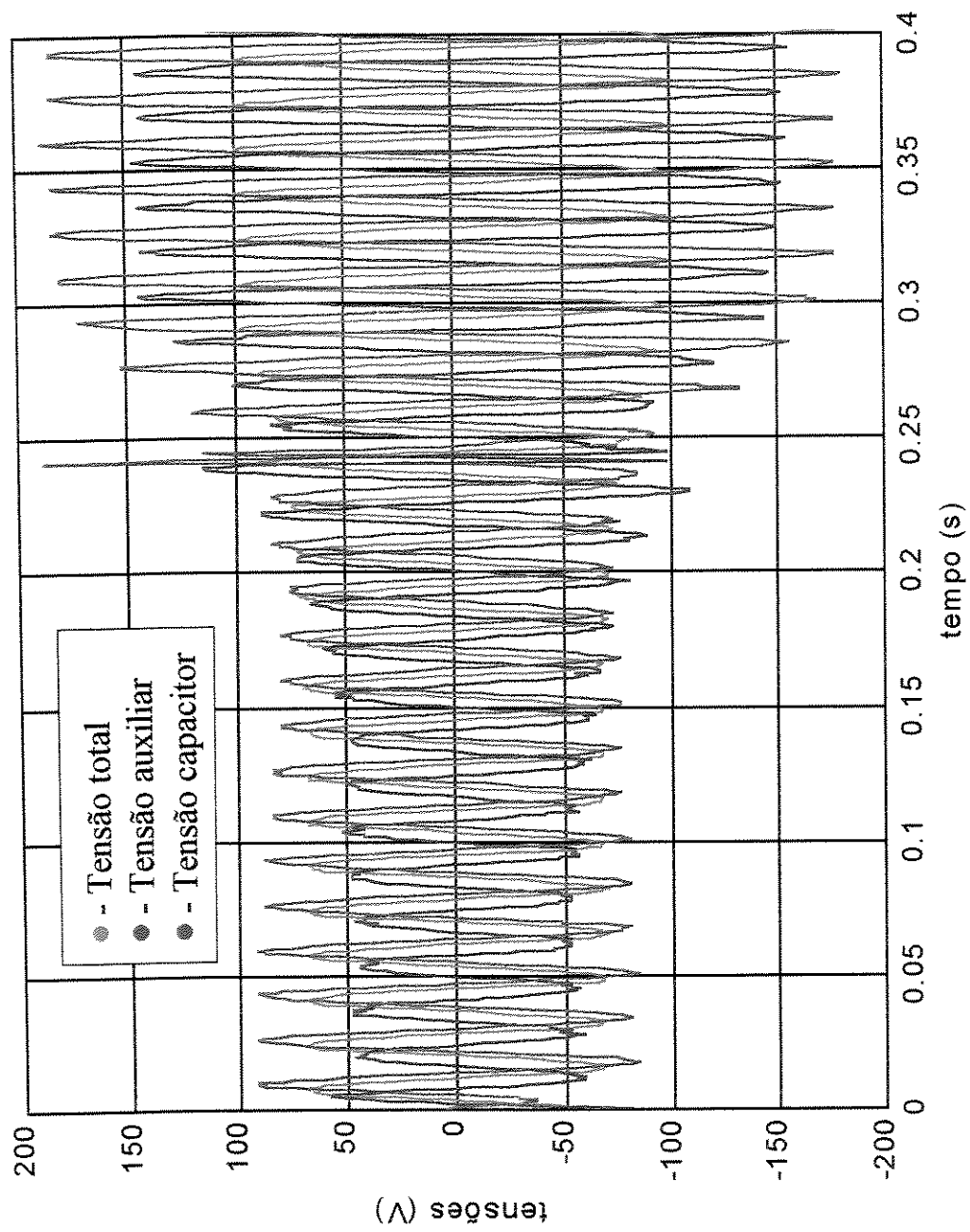
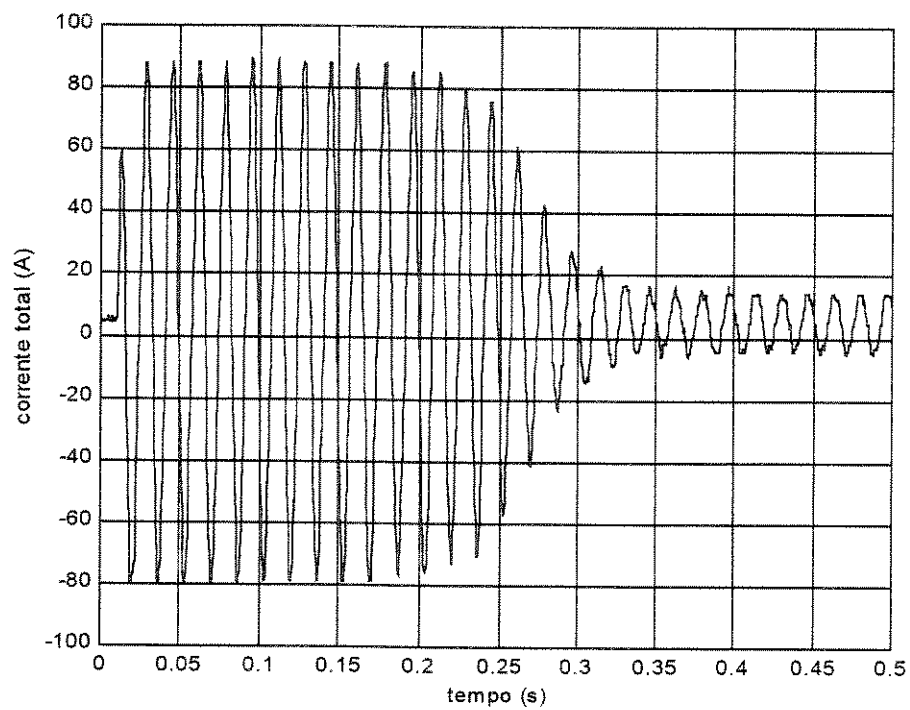
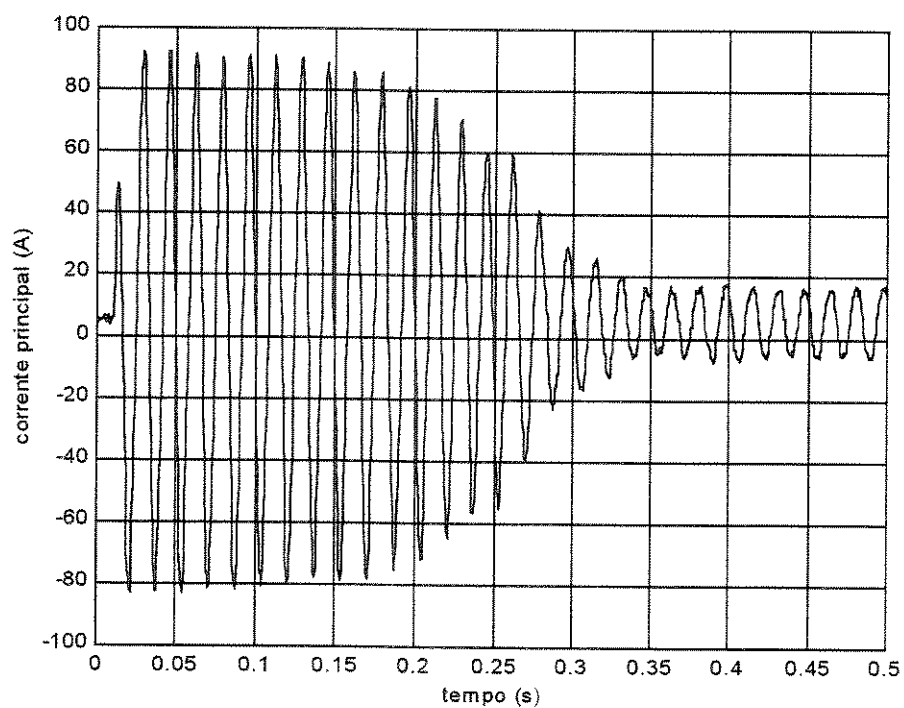


Figura 5.4 - Tensões total, na fase auxiliar e no capacitor.



(a)



(b)

Figura 5.5 - Correntes. (a) Corrente total. (b) Corrente na fase principal.

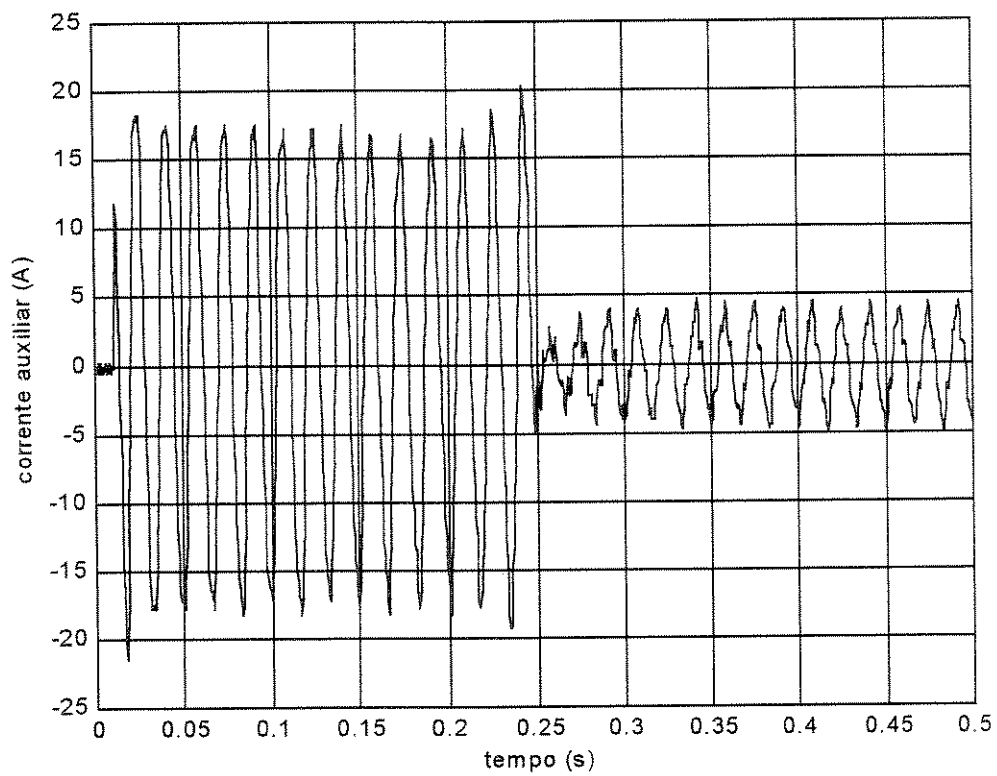


Figura 5.6 - Corrente na fase auxiliar.

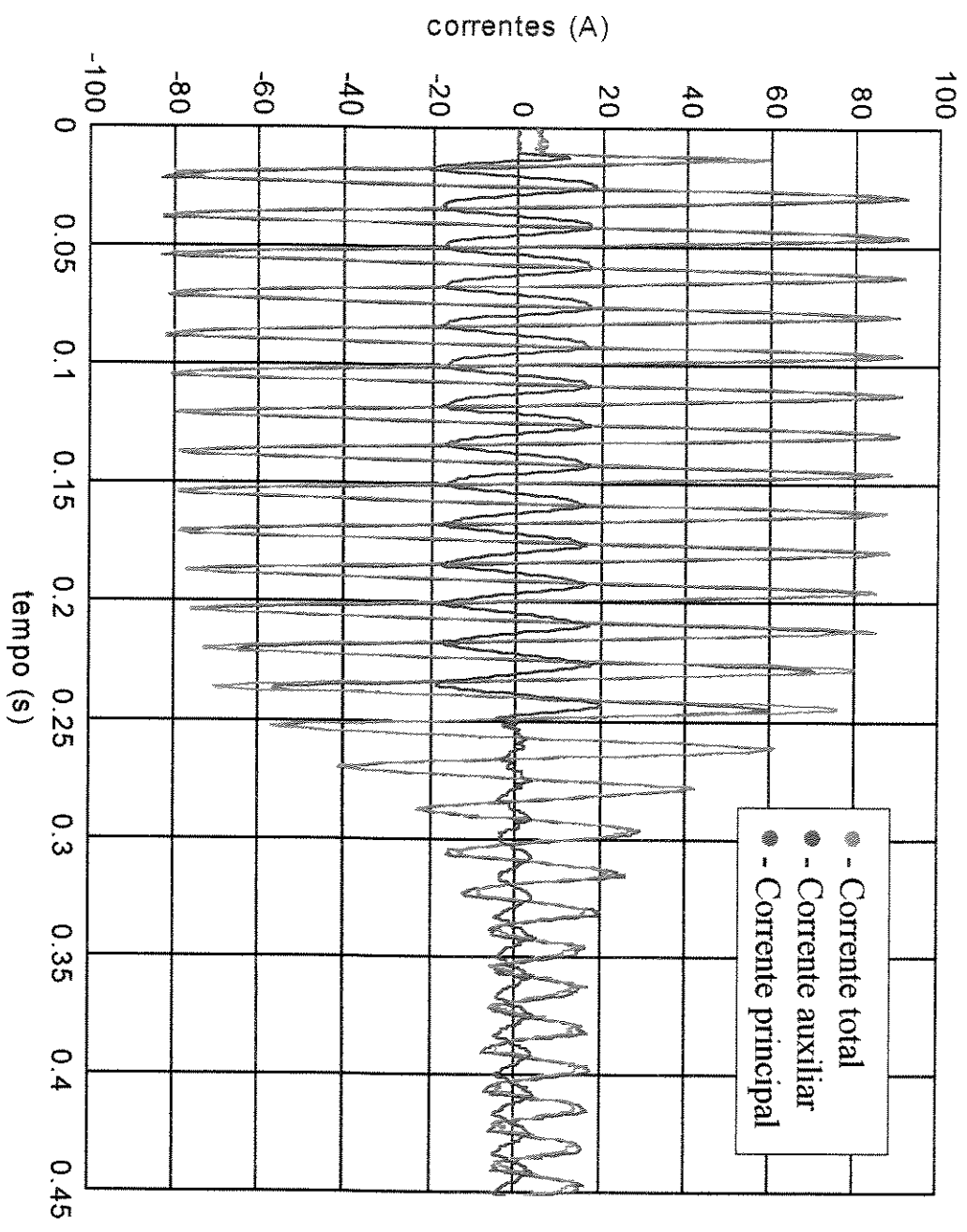


Figura 5.7 - Correntes total, na fase principal e na fase auxiliar.

5.3 – Resultados experimentais para a partida usando o capacitor chaveado

Os resultados apresentados neste item correspondem a uma partida com tempo de curto-circuito de 2 ms, como realizado na simulação.

A Figura 5.8 compara os transitórios de velocidade utilizando dois capacitores - curva vermelha, capacitor chaveado - curva verde e somente o capacitor de regime - curva preta. Com este resultado confirma-se os resultados de simulação, Figura 3.13, com a técnica de chaveamento do capacitor para produzir uma capacitância efetiva maior.

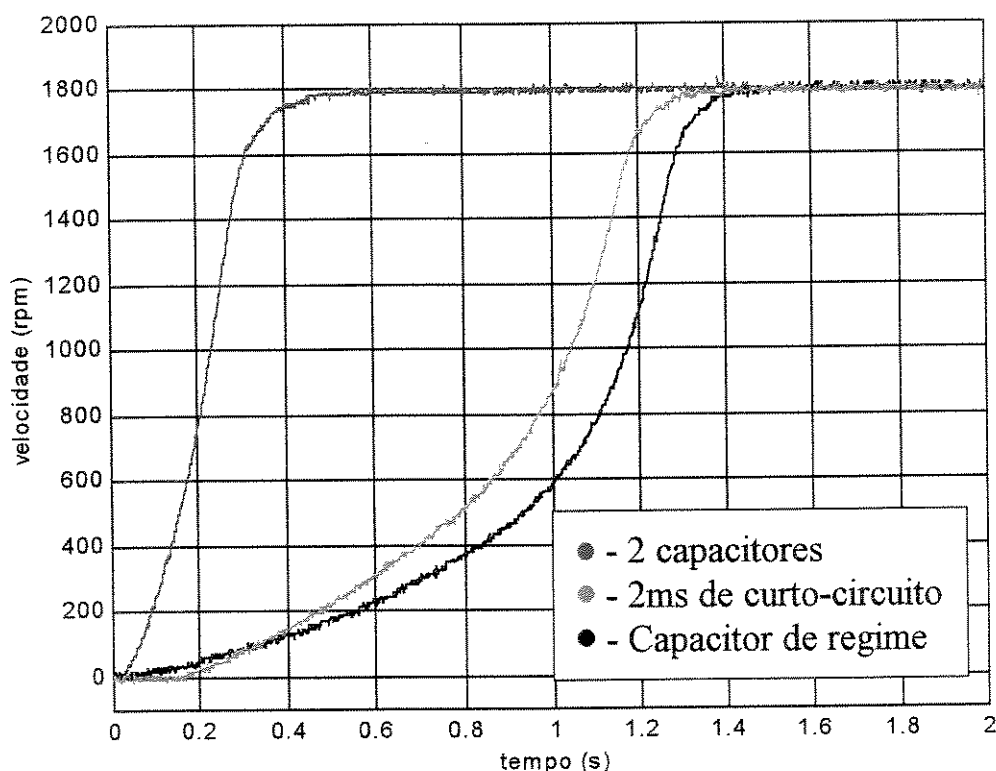


Figura 5.8 - Transitórios de velocidade para as partidas com capacitor de partida, capacitor chaveado e capacitor de regime.

A partida com capacitor chaveado, curva representada pela cor verde, está muito distante da partida com dois capacitores, curva representada pela cor vermelha. Isto deve-se ao fato de que 2 ms de curto-circuito em um capacitor de 60 μF fornece, segundo as equações

(3.5) e (3.6), um valor de capacitância de apenas 78,95 μF , que está muito distante do valor do capacitor de partida de 556 μF .

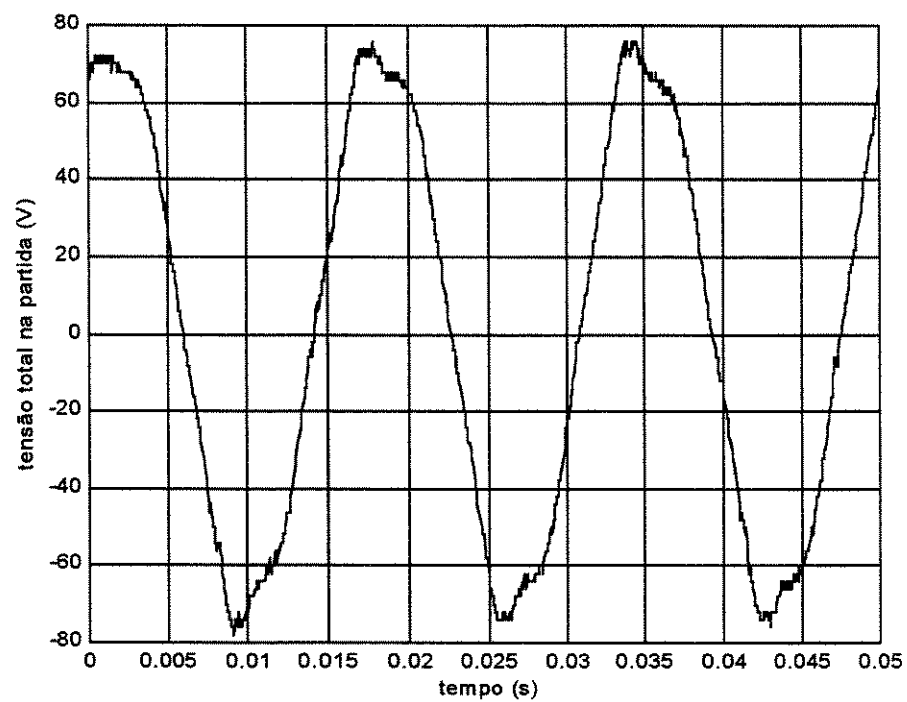
A Figura 5.9 mostra as formas de onda da tensão total na partida e no regime. Na Figura 5.9a observa-se que o chaveamento do capacitor acaba produzindo interferência na tensão total. Tal fato não foi observado na simulação. Deve-se levar em consideração o fato de que o motor utilizado neste trabalho era para alimentação de 110/220 V rms, mas foi alimentado com 70 V rms; além do transitório do auto-transformador que diminuía um pouco mais esta tensão. Por estes motivos a tensão deve ter ficado mais sensível ao chaveamento. No regime, Figura 5.9b, a interferência não é mais observada. Em regime, apesar dos sinais de controle da chave ainda serem enviados para a mesma, o capacitor não é mais curto-circuitado devido à variação da impedância do motor com a velocidade, como foi verificado nos resultados de simulação.

O comportamento da tensão na fase auxiliar é mostrado na Figura 5.10. Na Figura 5.10a observa-se o quanto esta tensão é distorcida devido ao chaveamento. As distorções são maiores do que as dos resultados experimentais em [18]. Nas simulações foram observadas distorções no mesmo nível. Deve ser lembrado que o motor foi alimentado com uma tensão muito baixa. Em regime, Figura 5.10b, a tensão já é mais suave e com poucas distorções.

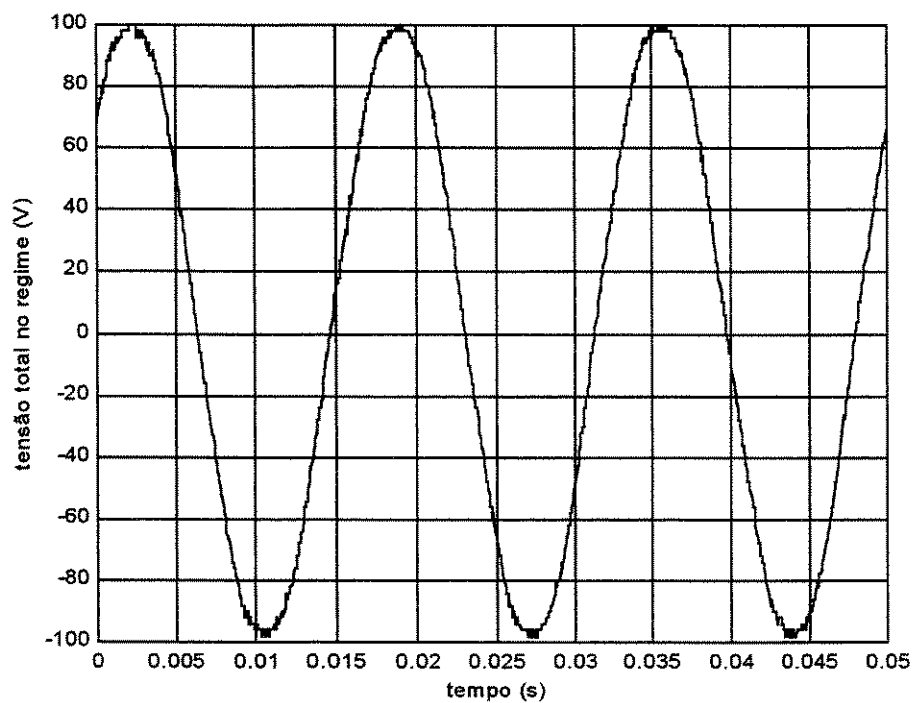
A forma de onda de tensão no capacitor é mostrada na Figura 5.11. Na Figura 5.11a ela é muito semelhante à obtida na simulação, Figura 3.16b. Um comportamento ressonante observado na tensão do capacitor tanto experimentalmente como em simulação não é observado nos resultados da tensão sobre o capacitor mostrados por Muljadi et al [18]. No regime, Figura 5.11b, confirma-se que o capacitor não é mais curto-circuitado devido à variação na impedância com a velocidade, deslocando o ponto de passagem por zero da tensão no capacitor [18].

As Figuras 5.12, 5.13 e 5.14 mostram as formas de onda em regime das correntes total, principal e auxiliar.

Na Figura 5.15 são mostradas as formas de onda da tensão total reduzida em vinte vezes, do sinal do circuito detector de transições por zero e dos sinais de controle dos transistores da chave eletrônica. A Figura 5.16 mostra apenas os sinais de controle dos transistores.

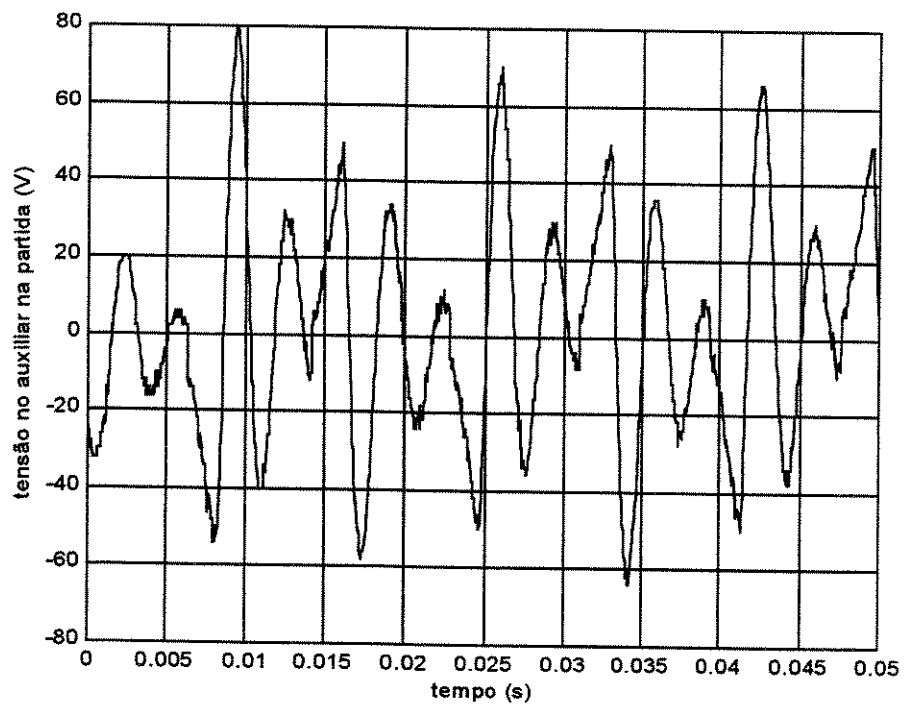


(a)

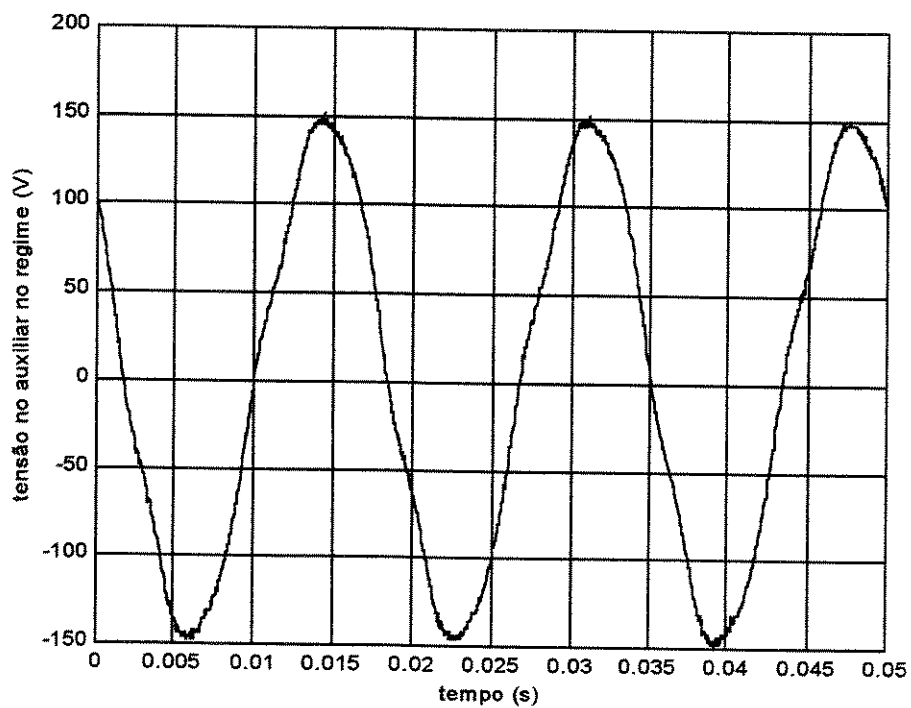


(b)

Figura 5.9 - Tensão total. (a) Partida. (b) Regime.

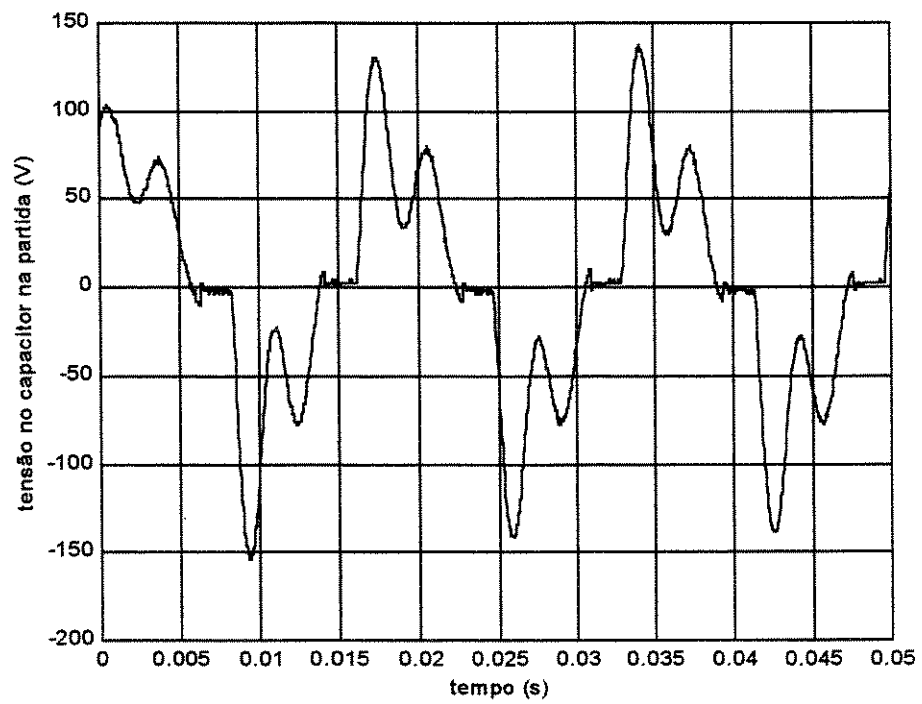


(a)

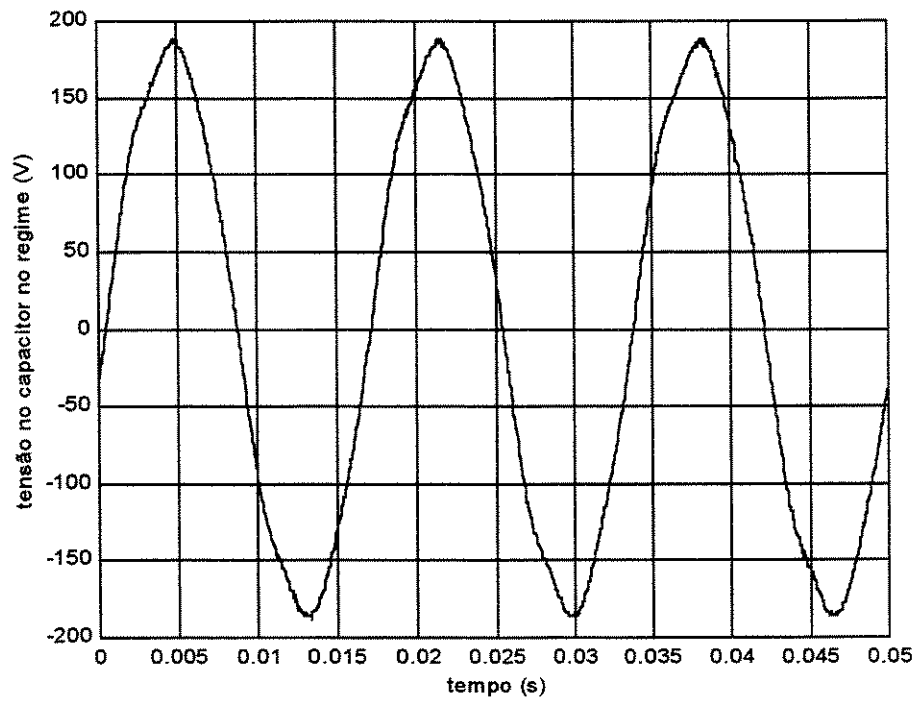


(b)

Figura 5.10 - Tensão na fase auxiliar. (a) Partida. (b) Regime.

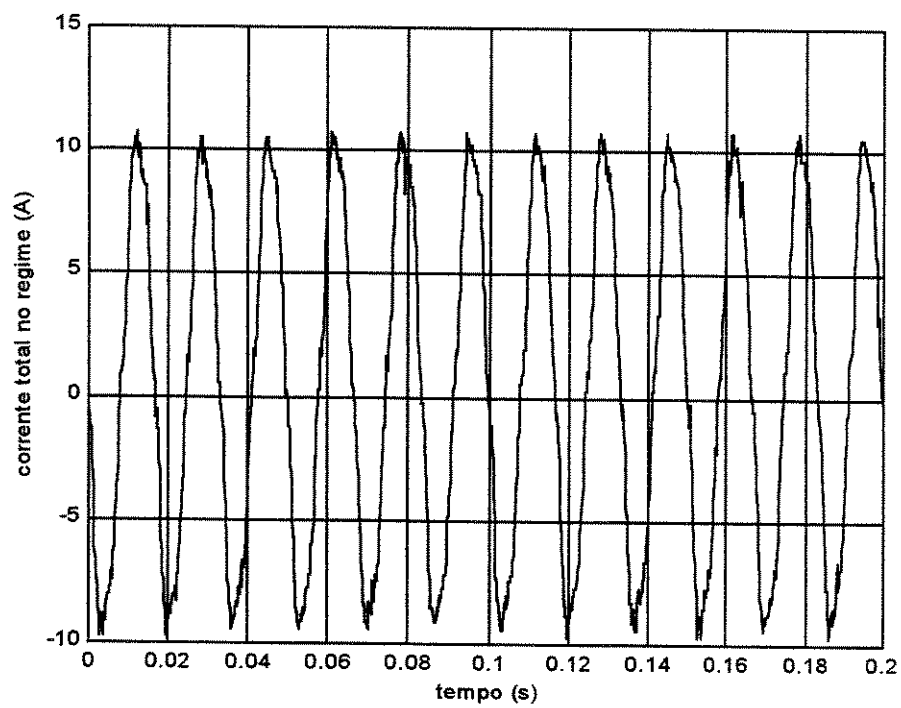


(a)

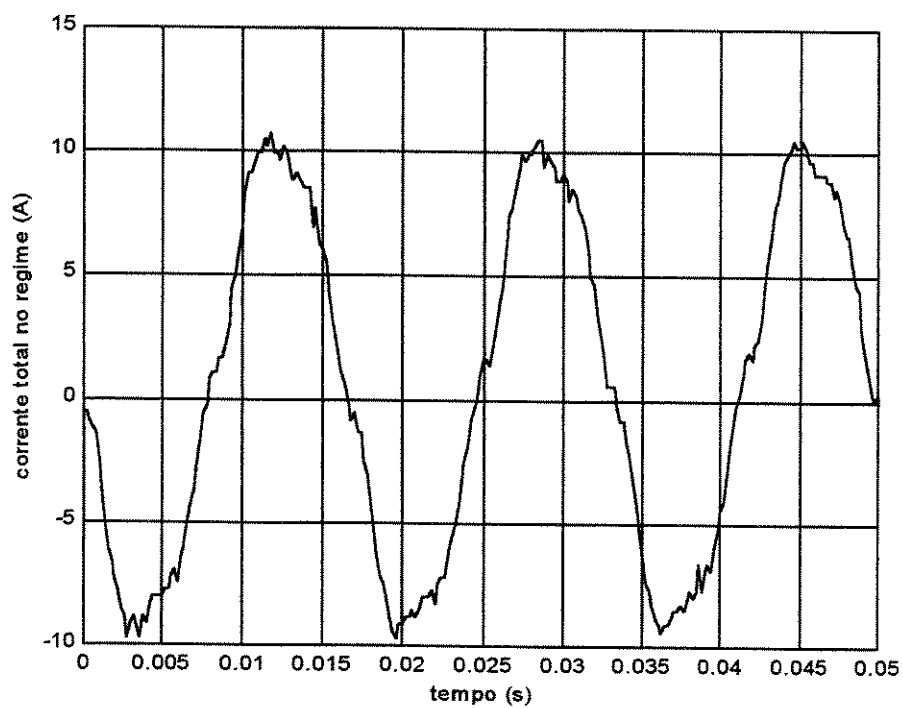


(b)

Figura 5.11 - Tensão no capacitor. (a) Partida. (b) Regime.

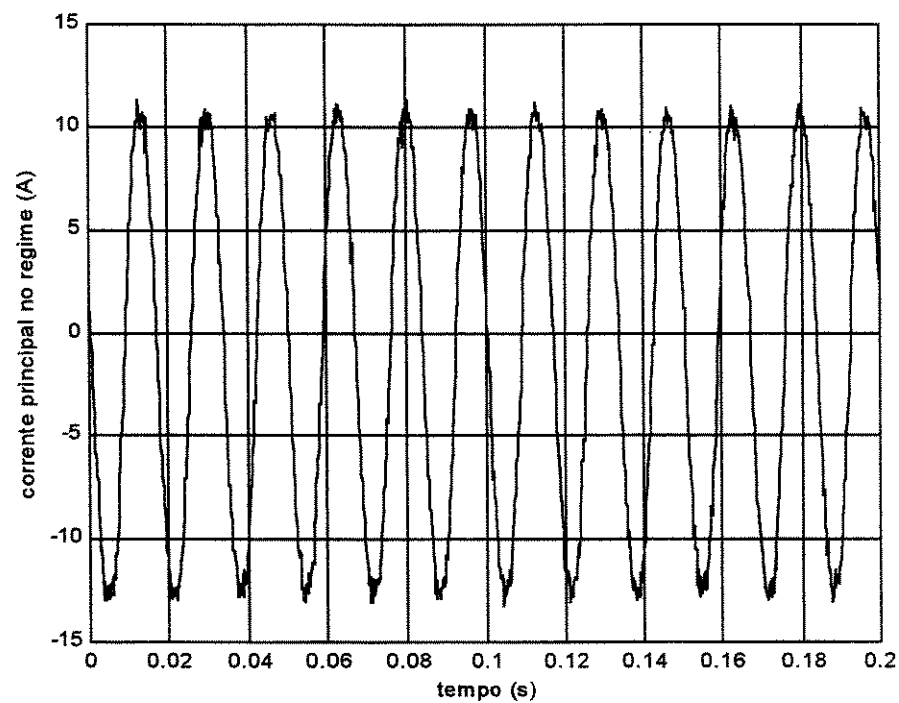


(a)

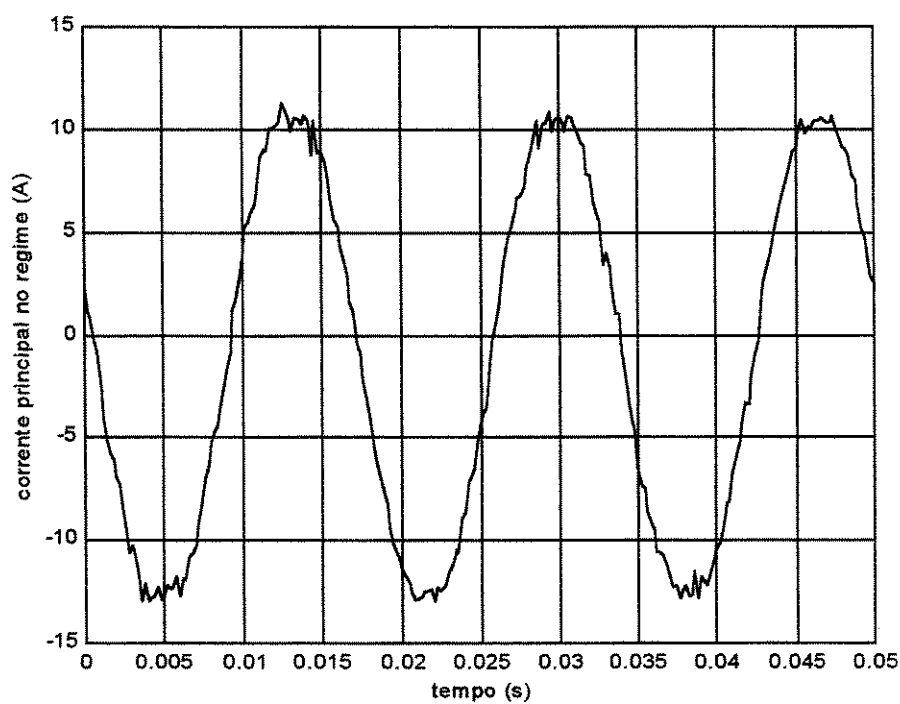


(b)

Figura 5.12 - Corrente total no regime. (a) Medida completa. (b) Detalhe.

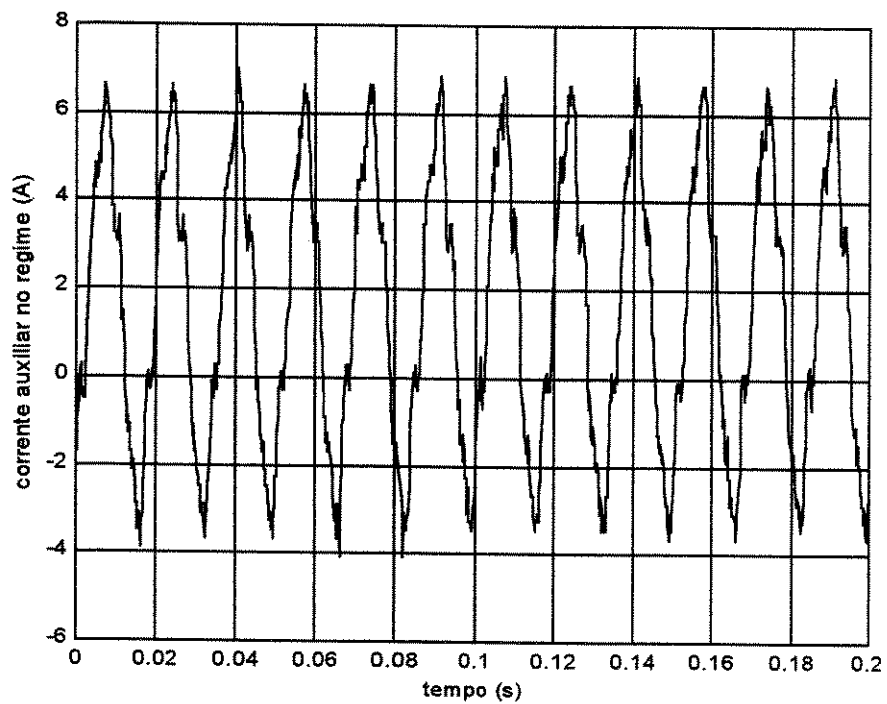


(a)

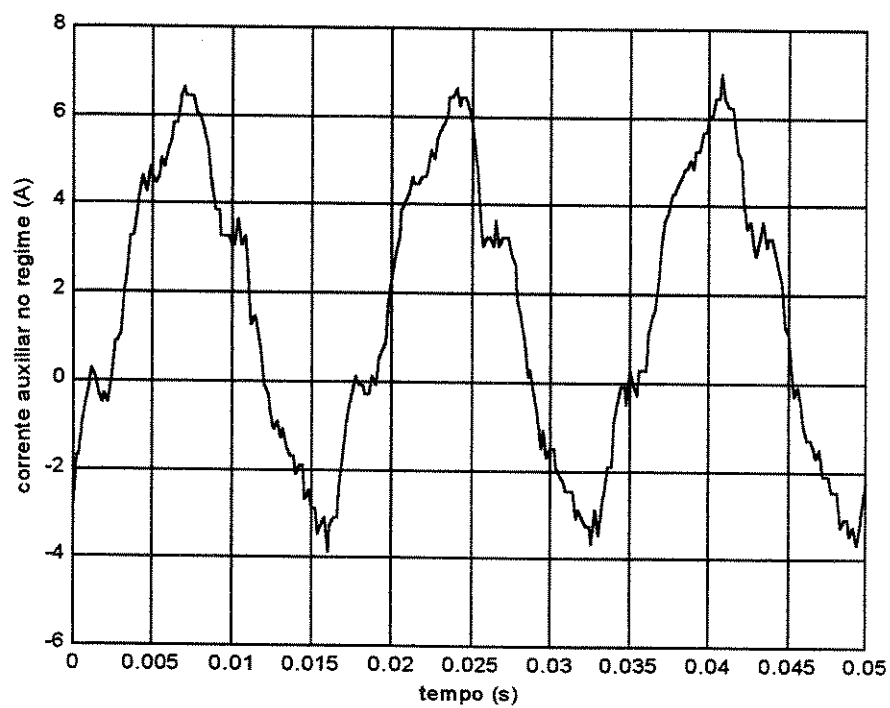


(b)

Figura 5.13 - Corrente na fase principal em regime. (a) Medida completa. (b) Detalhe.

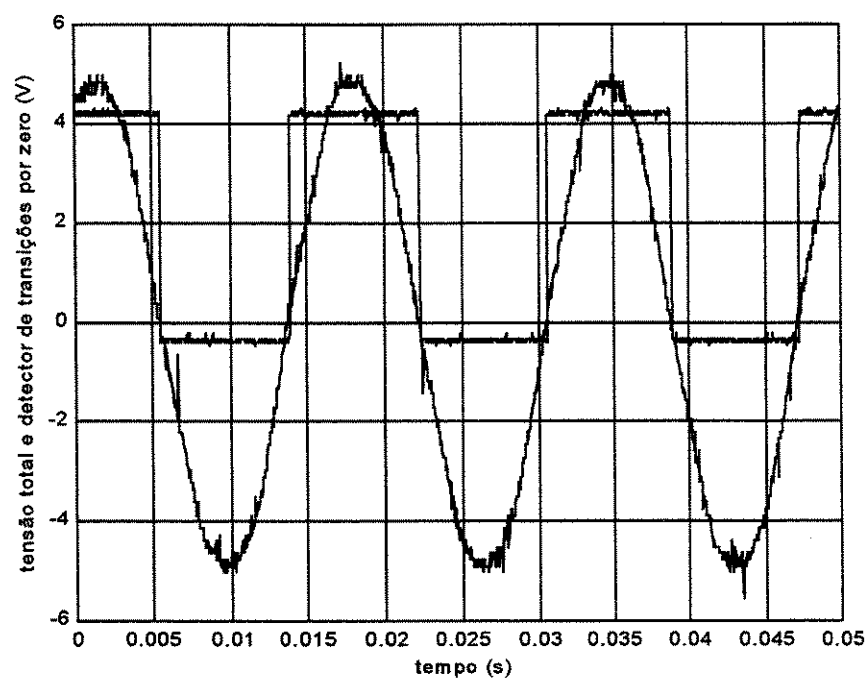


(a)

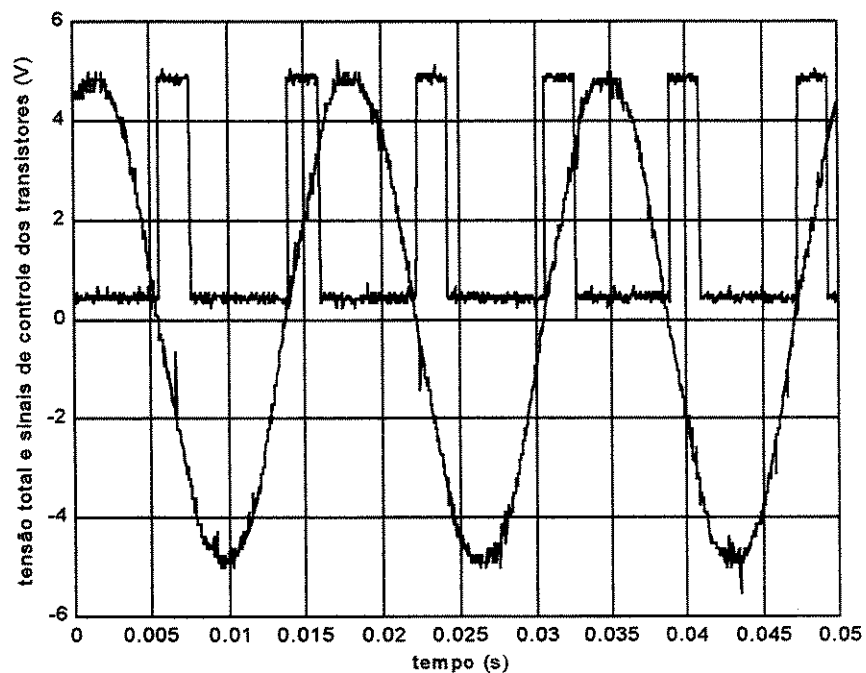


(b)

Figura 5.14 - Corrente na fase auxiliar em regime. (a) Medida completa. (b) Detalhe.

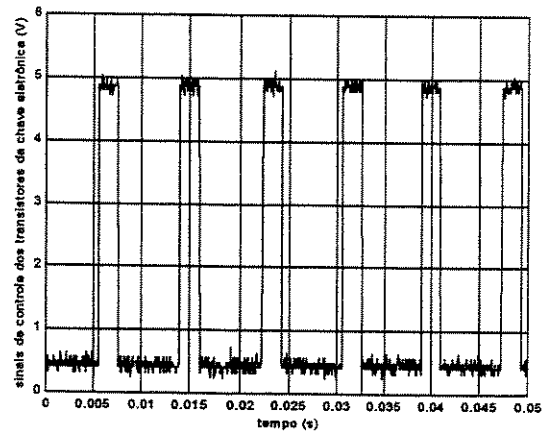


(a)

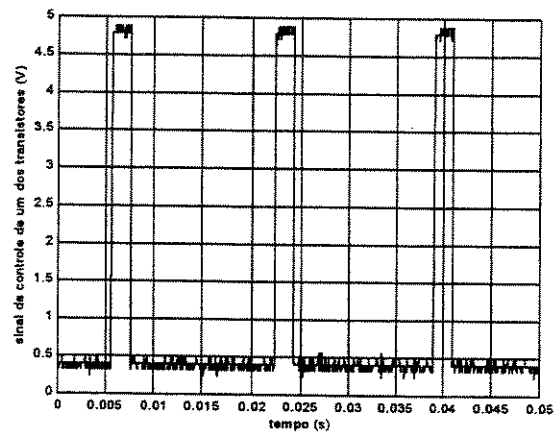


(b)

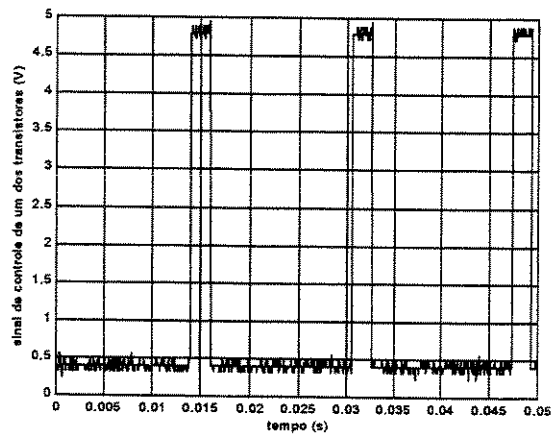
Figura 5.15 - Tensão total reduzida de vinte vezes, sinal do circuito detector de transições por zero e sinais de controle dos transistores da chave eletrônica. (a) Sinal do circuito detector de transições por zero. (b) Sinais de controle dos transistores da chave eletrônica.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.16 - Sinais de controle dos transistores da chave eletrônica. (a) Sinais de controle juntos. (b) Sinal de controle para um dos transistores. (c) Sinal de controle para o outro transistor.

Capítulo 6

Conclusões

A estratégia para se obter uma capacitância variável, a partir de um capacitor de capacitância fixa, utilizando a técnica de curto-circuitar os seus terminais foi estudada e aplicada a um motor de indução monofásico comercial, inicialmente projetado para operar com dois capacitores; um para a partida e outro para o regime.

A motivação na utilização desta estratégia está na substituição do capacitor de partida e da chave centrífuga, normalmente utilizados, por este sistema que permitiria o ajuste “on line” da capacitância de acordo com as exigências de velocidade e conjugado, refletindo em um melhor desempenho na operação do motor.

A operação da chave eletrônica realizada através do uso de transistores do tipo IGBT foi problemática, pois ocorreram várias queimas de transistores, apesar de se usar um “snubber” para a sua proteção. Por este motivo os ensaios em laboratório foram realizados com uma tensão de alimentação de 70 V rms e com um tempo de curto-circuito de 2 ms, mas mesmo assim houve a queima de transistor. Caberia um estudo rigoroso das causas destas queimas para se projetar um sistema mais robusto. Como a tensão de alimentação nunca se encontra perfeitamente em fase com a tensão no capacitor os curtos-circuitos no mesmo sempre ocorrerão com uma tensão não nula. Portanto, o método que se utiliza das transições por zero da tensão de alimentação é um indicativo de problemas para os transistores da chave. Mudar a referência para as transições por zero da própria tensão no capacitor parece ser a melhor solução. É interessante estudar também outras topologias para a chave eletrônica que só permitam o seu fechamento quando a tensão no capacitor for nula.

Os resultados da simulação do modelo e os experimentais obtidos permitem concluir que:

- um estudo mais minucioso do chaveamento do capacitor com a finalidade de se verificar o valor máximo de capacitância que se pode obter e a construção de uma curva experimental da capacitância em função do tempo de curto-circuito ajudariam no esclarecimento do processo e facilitaria a determinação de seus limites;
- embora tenha ocorrido várias queimas dos transistores, a estratégia da obtenção de capacitâncias efetivas variáveis a partir de uma capacitância fixa mostrou se de grande potencial, sendo capaz de simular uma capacitância efetiva maior e melhorar a partida com relação a uma partida utilizando apenas o capacitor de regime;
- a variação na capacitância efetiva devido à mudança do ponto de cruzamento por zero da tensão no capacitor provocada pela variação na impedância do motor com a velocidade pode ser verificada.

Referências Bibliográficas

- [1] – DOUGLAS, J. Advanced Motors Top Performance. **IEEE Power Engineering Review**, p. 7 – 10, November 1992.
- [2] – FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY Jr., C.; KUSKO, A., **Máquinas elétricas – conversão eletromecânica da energia, processos, dispositivos e sistemas**. São Paulo: Editora McGraw Hill do Brasil, LTDA, 1978. Cap. 11: Motores de C. A. de pequena potência. p. 527 – 585.
- [3] – SEN, P. C., **Principles of electric machines and power electronics**. E.U.A.: John Wiley & Sons, Inc., 1977. Cap. 7: Single-phase motors. p. 373 – 423.
- [4] – DEL TORO, V., **Fundamentos de máquinas elétricas**, Rio de Janeiro: Editora Prentice-Hall do Brasil LTDA, 1994. Cap. 9: Motores de indução monofásicos. p. 348 – 380.
- [5] – KOSOW, I. L., **Máquinas elétricas e transformadores**. Porto Alegre: Editora Globo, 1977. Cap. 10: Motores monofásicos. p. 354 – 396.
- [6] – WEST, H. R. The cross-field theory of alternating-current machines. **AIEE Transactions**, v. 45, p. 466 – 474, Fev. 1926.
- [7] – PUCHSTEIN, A. F., LLOYD, T. C. The cross-field theory of the capacitor motor. **AIEE Transactions**, v. 60, p. 58 – 62, February 1941.
- [8] – MORRIL, W. J., The revolving field theory of the capacitor motor. **AIEE Transactions**, v. 48, p. 614 – 632, April 1929.
- [9] – ROCHA, R.; SILVA, S. R., DONOSO, P. F. G., CORTEZ, M. F. B., Estratégia de controle para acionamento a velocidade variável para motores monofásicos com operação

otimizada. In: COBEP, 4º, 1997, Belo Horizonte - MG, **Anais....**Belo Horizonte: SOBRAEP, 1997. p. 179 – 183.

[10] – CORREA, M. B. R., JACOBINA, C. B., LIMA, A. M. N., SILVA, E. R. C., Controle por orientação pelo campo de uma máquina de indução monofásica. In: COBEP, 4º, 1997, Belo Horizonte – MG, **Anais....** Belo Horizonte: SOBRAEP, 1997, p. 184 – 189.

[11] – HUANG, H., WHITE, J. C., Optimal placement of the run capacitor in single-phase induction motor designs. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 3, n. 3, p. 647 - 652 September 1998.

[12] – COLLINS, E. R.; ASHLEY, R. E., Operating characteristics of single-phase capacitor motors driven from variable frequency supplies. **IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING**, 1991, Dearborn, MI. **Conference Record of the...** New York: IEEE, 1991, v. 1, p. 52 – 57.

[13] – COLLINS, E. R., Torque and slip behavior of single-phase induction motors driven from variable frequency supplies. In: **IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING**, 1990, Seattle. **Conference Record...** Piscataway: IEEE, p. 61 – 66, 1990.

[14] – LAW J. D., LIPO, T. A., A Single Phase Induction Motor Voltage Controller with Improved Performance. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. PE – 1, n. 4, p. 240 – 247, October 1986.

[15] – XU, L., Dynamic model of an integral-cycle controlled single-phase induction machine. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 7, n. 4, p. 761 – 767, December 1992.

- [16] – BORRELLI, J. P., BURKHART, R., New phase-sensitive technology for capacitor-start motor simplifies application. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 34, n. 2, p. 253 – 257, March/April 1998.
- [17] – LETTENMAIER, T. A., NOVOTNY, D. W., LIPO, T. A., Single-phase induction motor with an electronically controlled capacitor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 27, n. 1, p. 38 – 43, January/February 1991.
- [18] – MULJADI, E., ZHAO Y., LIU, T., LIPO, T. A., “Adjustable ac capacitor for a single-phase induction motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 29, n. 3, p. 479 – 485, May/June 1993.
- [19] – LIU, T., A maximum torque control with a controlled capacitor for a single-phase induction motor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 42, n. 1, p. 17 – 24, February 1995.
- [20] – ALMEIDA, J. F. M., VALDENEBRO, L. R., BIM, E., **Fuzzy Logic Maximum Torque Control for a Single-Phase Induction Motor**. In: 25th Annual International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON'99) of the IEEE Industrial Electronics Society, 1999, San Jose - CA, CD-ROM, 29/11 a 3/12.
- [21] – KRAUSE, P. C., **Analysis of electric machinery**. E.U.A., McGraw-Hill, Inc., 1986. Cap. 11: Theory of symmetrical and unsymmetrical two-phase induction machines. p. 415 – 448.
- [22] – FAIZ, J., KEYHANI, A, PSPICE simulation of single-phase induction motors. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 14, n. 1, p. 86 – 92, March 1999.
- [23] – Intel Corporation, 8XC196KC/8XC196KD User's Manual, 1992.

APÊNDICE

```

$DEBUG NOSYMBOLS PAGEWIDTH(80) PAGELENGTH(72)
$NOLIST
$INCLUDE (C:\INTEL\PROJBLDR\INCLUDE\80c196kd.inc)
$LIST
;*****
;*  CONTROLE DA CHAVE      UNICAMP-FEE-DSCE  *
;*****
;
;
;OBJETO: Interrupcoes no A/D
;IN:   Sinal analogica no ACH0
;OUT:  Sinal digital equivalente no PORT1
;+++++
RSEG AT 20h
passei_por_zero:      dsw 1
temp_v:               dsw 1
rpm_anterior:         dsw 1
rpm_atual:            dsw 1
rpm:                  dsw 1
rpm_lim:              dsw 1
correct:              dsw 1
estoro:               dsw 1
limpa_time:           dsw 1
lim_sup_vel:          dsw 1
tempo:                dsb 1
buffer:               dsb 1
temp_1:               dsb 1
duty:                 dsb 1
canal:                dsb 1
acap:                 dsb 1
iaux:                 dsb 1
le_estado:            dsb 1
itotal:               dsb 1
sp_status_image:      dsb 1

CSEG AT 0D020h        ; interrupcao do A/D
    pusha
    br ad_done

CSEG AT 0D080h        ; interrupcao do HSI.0
    pusha
    br ROTINA

CSEG AT 0D0E0h        ; interrupcao EXTINT at P2.2
    pusha

```

```

    br external_int

CSEG AT 0D040h ; interrupcoes de HSI.1 E HSI.2
    pusha
    br detect_zero

CSEG AT 0D0A0h ; interrupcao do timer-tempo de controle da chave
    pusha
    br software_timer

CSEG AT 0C000h

;start:
    di
    ldb tempo, #00h
;+++++
;Configuracao de ioc1 - velocidade
    ldb wsr, #15
    ldb temp_1, ioc1
    clrb wsr
    orb temp_1, #00100011b
    andb temp_1, #01111101b
    ldb ioc1, temp_1
;-----
    ldb wsr, #15
    ldb temp_1, ioc2
    clrb wsr
    orb temp_1, #00000100b
    ldb ioc2, temp_1

;ciclo de servico=50%

    ldb dutyc, #80h
;    ldb dutyc, #0FFh
    ldb PWM0_CONTROL, dutyc

;+++++
; Inicializar AD_TIME
    ldb wsr, #1
    ldb buffer, AD_TIME
    andb buffer, #0ffh
    ldb AD_TIME, buffer
;+++++
; Habilitar modo compativel 80C196KB
; Conversao = 89.5 state times
    ldb wsr, #15
    ldb buffer, IOC2

```

```

    andb buffer,#0E7h ;at. modo comp
    orb buffer,#10h ;tempo=89.5T
    clrb wsr
    ldb IOC2, buffer

    ldb sp_status_image, #08h ; Init for initial transmission
,*****

    orb INT_MASK,#0B6h
    ;HABILITACAO DE HSI.1 E HSI.2 - DETECCAO DE ZERO
    orb ioc0, #14h
    ;MODO DE CAPTURA DO SINAL
    ldb hsi_mode, #00010100b
    ld rpm,#0
    ld rpm_actual,#0
    ld rpm_anterior,#0
    ld estoro,#0FFFFh
    andb ioport1,0f8h
    ld lim_sup_vel,#68h
    ld passei_por_zero,#1

; Configuracao do software timer ( ver item 7.1 do manual )

    andb ioport1,#0feh

    ei

laco: br laco
,*****
;Servico a HSI.0

ROTINA:

; Inicio de conversao ACH0

    ldb AD_COMMAND,#08h ;inic. canal0

    popa
    ret
,*****
;Servico a fim de conversao do A/D
ad_done:
    ldb INT_MASK,#0A4h
    ei

    clrb wsr

```

```

    ldb canal,AD_RESULT_LO
    andb canal,#07h

    cmpb canal,#0
    jne canal1
    ldb acap, AD_RESULT_HI
    ldb AD_COMMAND,#1Ch ;inic. canal4
    br saida

canal1: cmpb canal,#4
        jne canal2
        ldb iaux, AD_RESULT_HI
        ldb AD_COMMAND,#1Ah ;inic. canal2
        br saida

canal2: cmpb canal,#2
        jne saida
        ldb itotal,AD_RESULT_HI
        br saida

saida: popa
        ret
,*****

;ROTIMA DE DETECCAO DE ZERO - TENSÃO NO CAPACITOR

detect_zero:
    ld passei_por_zero,#0
    ldb le_estado,hsi_status
    ld limpa_time,hsi_time

;VERIFICACAO DO LIMITE DE VELOCIDADE - INSTANTE DE PARAR O
CHAVEAMENTO (80%)
    sub rpm_lim,rpm,lim_sup_vel
;    jle finaliza
    br leitura_velocidade

finaliza:
    ;Coloca P1.0 em 0
    andb ioport1,#0feh

    br fim

    ;INICIALIZA PILHA DE HSO
    ldb hso_command, #038h
    add hso_time, timer1,#9C4h

```

```

;Coloca 1 em P1.0
    orb ioport1,01h

    andb le_estado, #04h
    je hsi2
hsi1:
    orb ioport1, #03h
    andb ioport1, #0fbh
    br fim
hsi2:
    orb ioport1, #05h
    andb ioport1, #0fdh

fim: popa
    ret
;*****

;Rotina de interrupcao do timer-tempo de controle da chave
software_timer:
    clrb wsr

;Volta P1.0 a 0
    andb ioport1,#0feh

    popa
    ret
;*****

;Rotina de interrupcao de P2.2 - EXTINT - MEDICAO DE VELOCIDADE

external_int:
    clrb wsr
    ld rpm_actual,TIMER1
    sub temp_v,rpm_actual,rpm_anterior
    jlt correcao
    ld rpm_anterior,rpm_actual
    ld rpm,temp_v
    br terminar

correcao: sub correct,estoro,rpm_anterior
    add rpm_actual,correct
    ld rpm,rpm_actual
    ld rpm_anterior,rpm_actual

terminar: popa
    ret
    end

```