

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

## **Acionamento Suave do Motor de Indução Bifásico através de Eletrônica de Potência**

Almir Laranjeira Neri Júnior  
Engenheiro Eletricista – FEEC/UNICAMP 2002

Dissertação apresentada na Faculdade de Engenharia  
Elétrica e de Computação da UNICAMP como  
requisito parcial exigido para obtenção do título de  
**Mestre em Engenharia Elétrica**

Orientadora: Prof. Dra. Ana Cristina Cavalcanti Lyra

Banca Examinadora

Prof. Dra. Ana Cristina Cavalcanti Lyra.....DMCSI/FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Cícero Couto de Moraes.....PEA/USP

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho.....DSCE/FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Gilmar Barreto .....DMCSI/FEEC/UNICAMP

Campinas, março de 2005

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

N356a Neri Júnior, Almir Laranjeira  
Acionamento suave do motor de indução bifásico através  
de eletrônica de potência / Almir Laranjeira Neri Júnior. --  
Campinas, SP: [s.n.], 2005.

Orientador: Ana Cristina Cavalcanti Lyra  
Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de  
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação.

1. Máquinas elétricas de indução. 2. Eletrônica de  
potência. 3. Energia elétrica - Distribuição. I. Lyra, Ana  
Cristina Cavalcanti. II. Universidade Estadual de Campinas.  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III.  
Título.

Titulo em Inglês: Soft starting of two-phase induction motor using power  
electronics.

Palavras-chave em Inglês: Asynschronous eletric machinery, Eletronics, power,  
Power distribution, electric

Área de concentração: Automação

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Cícero Couto de Moraes, Ernesto Ruppert Filho e Gilmar  
Barreto.

Data da defesa: 07/03/2005

Dedico este trabalho, como tudo mais que realizo,  
à sempre presente em minha alma e em meu pensamento,  
minha amada  
Bárbara

## AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar agradeço a Deus, por permitir que tudo seja, incluso o que se imaginar;

Às instituições FEEC e UNICAMP, faculdade e universidade referências no Brasil, quiçá no mundo, baluartes do aprendizado e do conhecimento;

À FAPESP, pelo apoio financeiro neste ciclo de trabalhos, desde iniciações científicas;

Aos familiares que me ajudaram neste duro trajeto, principalmente à dona Romilda, pelo apoio em momentos difíceis, e à minha Bárbara, pela paciência e companheirismo durante esta caminhada;

Aos amigos que me auxiliaram durante o curso de engenharia e no decorrer deste trabalho, em especial ao grande Ciro Seixas Vasconcelos;

Aos colegas que acompanharam a formação desta tese e contribuíram para sua realização, dentre os quais ressalto Dean, Eudemário e Ginalbert;

Aos professores que, com sua paciência e conhecimento, auxiliaram o desenvolver das idéias e das conclusões a que chegamos, eu e minha orientadora. Dentre muitos nomes, citaria as contribuições inolvidáveis de Celso Bottura, Ioshiaki Dói, Carlos Murari, Gilmar Barreto e Antenor Pomilio;

E por último, eu, Almir, agradeço a duas pessoas imprescindíveis, aos professores Yaro e Ana Cristina. Sem eles, nada seria factível, sem eles, tudo seria vão. Meu muito obrigado.

## **RESUMO**

O presente texto visa a introduzir um novo método de acionamento do motor de indução bifásico de alimentação monofásica, prescindindo da chave centrífuga e reduzindo a corrente de partida da máquina sem incrementar sobremaneira os custos. Analisa-se seu comportamento de maneira bidirecional, tanto como carga elétrica para uma rede de distribuição quanto como acionador mecânico. Serão apresentadas as características convencionais desta máquina elétrica, com uma avaliação do comportamento de fluxos e a explanação das equações matemáticas que modelam o sistema simulado. Os métodos de partida mais comuns são avaliados, bem como diversos métodos de eletrônica de potência desenvolvidos em algumas referências bibliográficas. Gráficos e tabelas subsidiam as comparações entre métodos, de forma a concluir com as vantagens introduzidas pelo método proposto.

## **ABSTRACT**

This text introduces a new topology supply for the single-phase induction motor using power electronics. The proposed method does not use centrifugal switch and reduces starting current with a cheap circuitry. The analysis will be based on drive behavior, analyzing mechanical values, and as load behavior – electrical values – for a distribution network. Main characteristics of the electrical machine will be presented, regarding flux interactions and model equations used to simulate. Commonly used starting method and references starting methods are simulated to offer a reliable comparison for the new topology. Graphs and tables show the whole results, and it can be concluded that the proposed starting method presents advantages for this machine.

## CONTEÚDO

1	Introdução .....	1
2	O Motor Bifásico com Alimentação Monofásica .....	3
2.1	Motor de indução monofásico com partida por fase auxiliar (Split-Phase).....	8
2.2	Motor com capacitor de partida .....	10
2.3	Motor com capacitor permanente .....	12
2.4	Motor com dois capacitores .....	14
2.5	O Motor eficiente .....	15
2.6	o Circuito do Motor de Indução .....	15
2.7	Cálculo do conjugado máximo para o motor de indução monofásico.....	21
3	Descrição do modelo matemático qd0 .....	25
3.1	Transformações trifásicas .....	25
3.2	As equações do motor bifásico .....	27
3.3	Matlab .....	28
4	Rede de Distribuição de Energia Elétrica.....	33
4.1	Cálculo dos parâmetros RLC .....	34
4.2	Topologias e sistemas radiais.....	37
4.3	Qualidade de Energia Elétrica.....	38
5	As Simulações .....	39
5.1	Rede Elétrica .....	39
5.2	Motor Bifásico .....	42
5.3	O comportamento do motor e da rede.....	42
6	Métodos convencionais de partida .....	44
6.1	Split-Phase sem chave centrífuga .....	44
6.1.1	Baixa carga.....	45
6.1.2	Média carga.....	47
6.1.3	Alta Carga .....	50
6.2	Capacitor de Partida com chave centrífuga.....	53
6.3	Dois capacitores .....	56
6.4	Capacitor de partida sem chave centrífuga .....	59
6.5	Partida com capacitor permanente .....	62
7	Métodos eletrônicos de partida.....	65
7.1	Caso Dimmer Simples .....	65
7.2	Caso Dimmer Simples – Modelo Power system Blockset.....	70
7.2.1	Dimmer com desligamento temporizado .....	70
7.2.2	Dimmer operando em regime .....	72
7.3	AC/AC Chopper.....	75
7.4	Cicloconversor .....	79
7.5	Circuito Inversor convencional.....	83
7.5.1	PWM sem filtro.....	84
7.5.2	PWM monofásico com filtro na saída.....	86
7.5.3	Onda quadrada sem filtro na saída.....	88
7.6	O circuito duplo dimmer .....	93

7.7	Análise da distorção harmônica Total (THD) e do fator de potência (PF).....	100
8	Conclusão .....	107
	Apêndice.....	112
	Referências Bibliográficas .....	117

# 1 INTRODUÇÃO

O presente trabalho estuda a interação entre três áreas da engenharia elétrica: a distribuição de energia elétrica, que pode ser incluída na parte de alta potência; a conversão da energia elétrica em energia mecânica em ambientes residenciais, na figura do motor bifásico; e o uso de elementos semicondutores de potência que modificam de modo não linear as características dos sinais elétricos, a eletrônica de potência.

A associação entre estas três áreas da engenharia segue uma linha já desenvolvida em trabalhos de iniciação científica, o acionamento de um motor bifásico com alimentação monofásica. Apesar da indústria ter alcançado um estágio em que estes equipamentos são bastante confiáveis em sua configuração atual, o fato de envolver elementos eletromecânicos (a chave centrífuga) na maioria das unidades utilizadas ainda oferece um risco de falhas e necessidade de manutenção constante.

Os trabalhos anteriores [1] [2] [3] [4] visavam a encontrar alternativas ao uso da chave centrífuga, contribuindo inclusive com alternativas também ao capacitor de partida (dentre os métodos convencionais, o mais eficiente na partida). Pode-se considerar este ponto solucionado.

Este trabalho pretende investigar um tema fundamental, que impacta na vida de todos os cidadãos e cada vez mais merece espaço na comunidade científica, a qualidade de energia. Mantendo um laço com as pesquisas anteriores, o novo foco pretende ser a alta corrente de partida que todos os motores de indução produzem quando acionados, cujos valores geralmente atingem de 5 a 10 vezes mais que a corrente nominal [5].

Para tanto, foram analisados modelos matemáticos de uma rede de distribuição de energia, partindo de uma subestação e chegando até os terminais do motor, e também serão revistos os modelos matemáticos já utilizados anteriormente para o motor de indução bifásico de acionamento monofásico.

Com estes modelos preparados, foram feitas simulações em computador para detectar o comportamento dos motores e da rede em diversas configurações de carregamento da rede e de acionamento do motor, visando a comparar diversos métodos e propor uma nova solução de

acionamento do motor bifásico com alimentação monofásica que seja simples e ao mesmo tempo eficiente também neste tema.

Com isso, pretende-se contribuir com uma inovação que pode impactar, se ampliado seu uso, na redução da interferência de transitórios gerados por motores de indução, como realmente acontece.

O Capítulo 2 apresenta as principais características do motor bifásico com alimentação monofásica, suas propriedades físicas e os mecanismos de funcionamento. Um modelo matemático de operação em regime é analisado. O Capítulo 3 foca nas formulações matemáticas do modelo implementado no Matlab/Simulink, o modelo qd0. O quarto capítulo explicita alguns parâmetros de redes elétricas de alimentação, já que este trabalho pretende efetuar um enfoque duplo do motor em estudo, como carga e como acionador. O capítulo 5 mostra os parâmetros da simulação e as configurações básicas da rede de alimentação analisada. Os resultados das simulações se dividem nos capítulos 6 e 7: no sexto estão os métodos convencionais de partida, e no sétimo alguns métodos eletrônicos sugeridos na literatura e os métodos que foram desenvolvidos nesta ou em pesquisas passadas, o dimmer simples e o duplo dimmer. Além disso, analisam-se alguns critérios de qualidade de energia. Por fim o oitavo capítulo apresenta um resumo dos dados simulados e conclui com os resultados obtidos pela tese. No apêndice encontram-se, detalhadamente, os programas usados nas simulações e os parâmetros do motor simulado.

## 2 O MOTOR BIFÁSICO COM ALIMENTAÇÃO MONOFÁSICA

O título acima descreve de modo mais técnico possível a máquina estudada, pois no sistema de distribuição brasileiro (e com certeza na maior parte do mundo) utiliza-se, em sua grande maioria, de dois tipos de alimentação básica, o sistema trifásico (3 tensões senoidais de mesma amplitude defasadas 120 graus no tempo, com eventualmente um neutro para compensar desbalanceamentos) e o sistema monofásico (normalmente uma fase senoidal e um neutro aterrado que recebe o retorno da corrente, sendo que também se usa eventualmente duas fases sem neutro).

O sistema bifásico clássico [6] [7] [15] consiste em um transporte de energia utilizando dois condutores fase, cujas tensões senoidais estão defasadas de 90 graus no tempo, e um condutor neutro de equilíbrio, mas é usado em poucas aplicações. Quando é referido um motor bifásico, portanto, deseja-se dizer que o mesmo possui dois enrolamentos defasados espacialmente de 90 graus que deveriam ser, teoricamente, alimentados por uma rede bifásica.

Conceitos modernos, derivados essencialmente da supremacia do sistema trifásico sobre os demais sistemas que ocorreram nos primórdios do transporte de energia elétrica por corrente alternada (bifásicos e demais sistemas polifásicos), fazem com que haja confusão entre sistema bifásico e rede bifásica. Algumas pesquisas denominam motor bifásico quando a máquina possui dois enrolamentos defasados de 120 graus, especificamente para trabalhar com dois condutores de fase de redes elétricas trifásicas. Neste trabalho adota-se a nomenclatura clássica, relatada em referências incontestes citadas.

Na maior parte das vezes este motor bifásico é dotado de um sistema em que um de seus enrolamentos é retirado de operação após os instantes iniciais, de modo que o motor se comporta em regime efetivamente como um motor com um único enrolamento. Por este motivo, neste trabalho, quando o motor monofásico ou bifásico é referido, está-se falando do mesmo equipamento.

Um motor monofásico é composto de duas partes principais, o estator e o rotor. O estator se localiza na carcaça do motor, tendo geralmente uma forma cilíndrica. O rotor é montado em um eixo que tem dois rolamentos fixos, um em cada uma de suas extremidades. A carcaça do

motor tem suas placas unidas a estes rolamentos, prendendo-os. Quando os rolamentos do eixo do rotor são acoplados às placas da carcaça, estas passam a suportar o peso do rotor. Os enrolamentos do estator são fios de cobre isolados, geralmente por verniz ou poliéster [6].

No estator, existem dois enrolamentos ligados em paralelo, ambos ligados à mesma fonte CA monofásica, para que seja produzida a rotação no motor. Um desses enrolamentos do estator, normalmente de impedância apreciável para manter baixa a corrente de funcionamento, é chamado de enrolamento principal ou de funcionamento e é distribuído nas ranhuras, uniformemente espaçado em volta do estator. O outro enrolamento, eletricamente em paralelo com o enrolamento principal, é o enrolamento auxiliar ou de partida, que é também distribuído uniformemente em volta do estator, mas que começa em ranhuras defasadas de  $90^\circ$  elétricos do início do enrolamento principal.

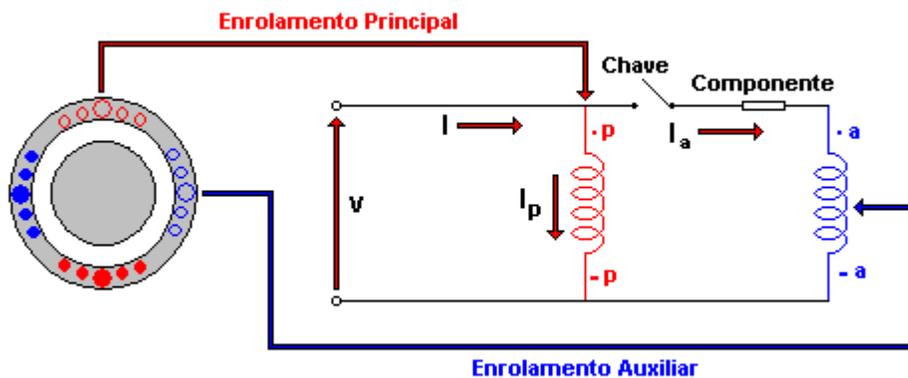


Fig. 2.1 Representação Física e Esquemática de um Motor de Indução Bifásico

O enrolamento auxiliar tem normalmente sua corrente e impedância ajustadas em relação à tensão de linha, de modo que o campo produzido neste enrolamento seja adiantado em relação ao campo produzido pelo enrolamento principal, de forma a obter uma quadratura temporal de correntes, haja vista que espacialmente, por construção física, já há uma quadratura.

Com a máquina em repouso, ao se aplicar uma corrente alternada em seu enrolamento de estator, produz-se no mesmo uma onda fmm estacionária no espaço mas pulsante em módulo, cuja intensidade alterna em polaridade e varia senoidalmente com o tempo.

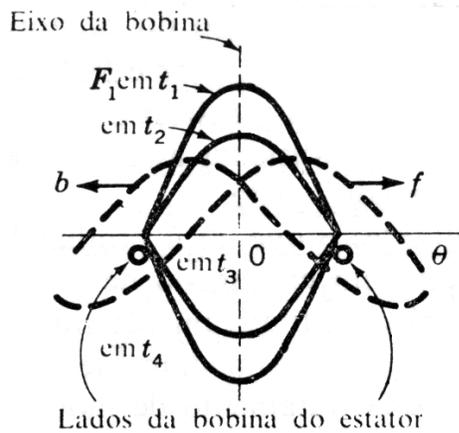


Fig. 2.2 Ondas espaciais de força magnetomotriz de um motor de indução monofásico

A figura 2.2 mostra esquematicamente os lados concentrados de uma bobina estatórica de um motor monofásico elementar. Na figura,  $F_1$  é a onda espacial de fmm do estator e  $\theta$  é o ângulo espacial elétrico contabilizado a partir do eixo da bobina.

Então:

$$F_1 = F_{1(\text{pico})} \cdot \cos(\theta) \quad [2.1]$$

Sendo  $F_1(\text{pico})$  o valor instantâneo da onda de fmm no eixo da bobina, ele varia cossenoidalmente no tempo com a corrente de estator. Então:

$$F_{1(\text{pico})} = F_{1(\text{máx})} \cdot \cos(\omega t) \quad [2.2]$$

Onde  $F_1(\text{máx})$  é o valor de pico equivalente à máxima corrente instantânea. Assim, ao substituir a Eq. 2 na Eq.3, obtém-se a onda de fmm como uma função de tempo e espaço, conforme pode ser visto abaixo:

$$F_1 = F_{1(\text{máx})} \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(\theta)$$

ou

$$F_1 = 0,5 \cdot F_{1(\text{máx})} \cdot \cos(\theta - \omega t) + 0,5 \cdot F_{1(\text{máx})} \cdot \cos(\theta + \omega t) \quad [2.3]$$

Analisando a equação 2.3, nota-se que cada um de seus termos descreve uma função cossenoidal do ângulo  $\theta$  com um valor de pico equivalente à metade da amplitude máxima da onda pulsante e um ângulo de fase temporal  $\omega t$ .

O ângulo  $\omega t$  significa a rotação ao redor do entreferro à velocidade  $\omega$  (rad.ele/seg.) para cada uma das ondas, sendo que ambas caminham em direções opostas (“ $\theta - \omega t$ ” equivale à direção de  $\theta$  crescente enquanto “ $\theta + \omega t$ ” equivale à direção de  $\theta$  decrescente).

A distribuição espacial da fmm (F1) pulsante do estator correspondente a diversos instantes de tempo mostrada na figura anterior pode ser decomposta em duas ondas progressivas de sentidos opostos (f e b – forward e backward) e amplitudes constantes. Pode ainda ser representada por um fasor espacial de comprimento variável, apontando para cima durante metade do período e para baixo em outra metade, composto pela soma de dois fasores com módulo constante igual à metade desse fasor pulsante original e girando à velocidade  $\omega$  em sentidos opostos (“ $\theta - \omega t$ ” e “ $\theta + \omega t$ ”). As figuras seguintes representam o comportamento fasorial destas forças magnetomotrizes no plano complexo, como forma de enxergar a decomposição de um sinal pulsante (de módulo variável) em dois fasores girantes de mesmo módulo e velocidade (figura 2.3), e o comportamento de conjugado por velocidade produzido por ambos os campos separadamente e somados, produzindo um conjugado resultante (figura 2.4).

Se o rotor do motor de indução monofásico estiver em situação de repouso, as ondas de fluxo de entreferro f e b, resultantes da combinação das fmm de correntes estator e rotor, serão iguais, portanto os conjugados produzidos por cada uma dessas ondas de fluxo serão também iguais em magnitude e terão sentido contrário. Desta forma, nenhum conjugado resultante de partida é produzido. Se o rotor do motor de indução monofásico estiver girando, todavia, cada um dos campos componentes produzirá uma característica conjugado X velocidade semelhante àquela do motor de indução polifásico. Assim, as propriedades resultantes de conjugado versus velocidade serão dadas pela soma algébrica dessas duas curvas componentes, conforme é ilustrado pela figura 2.4.

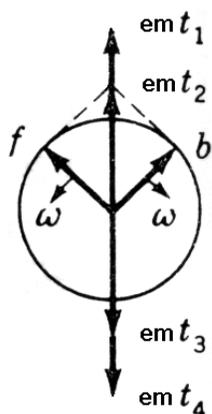


Fig. 2.3 Representação das ondas de força magnetomotriz por fasores espaciais

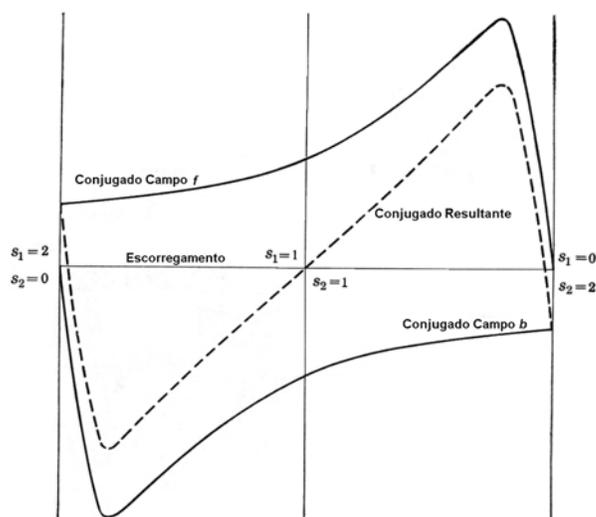


Fig. 2.4 Características de Conjugado versus Velocidade de um Motor Monofásico

As curvas de conjugado horário e anti-horário aparecem em linhas cheias na faixa que vai desde o escorregamento nulo (velocidade síncrona) até o escorregamento 2,0, isto é, velocidade síncrona no sentido oposto. O conjugado resultante dos dois campos magnéticos girantes em oposição está representado em linha tracejada, na figura 2.4, indicando que, se o escorregamento do rotor puder ser alterado desde o valor unitário, para o rotor bloqueado, até algum outro valor, aparecerá um conjugado líquido horário ou anti-horário, conforme o sentido resultante.

Deduz-se, assim, que o conjugado resultante para um motor monofásico é nulo apenas para o escorregamento unitário, ou seja, rotor parado. Uma vez girando em um dos sentidos, o motor

monofásico continuará a girar neste sentido devido ao conjugado líquido resultante, produzido para esquerda ou para a direita (b ou f) do ponto de equilíbrio visto na figura anterior. Interessante notar que, na velocidade síncrona, o conjugado resultante é negativo.

Este é exatamente o mesmo comportamento dos antigos veículos com motor a explosão, que necessitavam de uma manivela para partir. Os motores de indução monofásicos também precisam de artifícios para seu acionamento, por isso é que eles são classificados de acordo com seus métodos de partida e são usualmente conhecidos pelos nomes descritos nesses métodos [5] [6]. A escolha do motor apropriado é baseada nas necessidades de conjugado de partida e de rotação nominal da carga, e nas limitações na corrente de partida e de funcionamento da linha de alimentação do motor.

Em seguida serão explicados sucintamente os principais métodos convencionais de partida, com suas justificativas angulares (defasagem da corrente que proporciona o arranque). As curvas de conjugado genéricas apresentadas neste tópico 2 derivam das fontes bibliográficas [5] [6] [11], mas alguns destes métodos foram simulados para que fosse possível compará-los com os métodos em que se trabalha com eletrônica de potência (tópicos 6 e 7 desta tese).

## **2.1 MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO COM PARTIDA POR FASE AUXILIAR (SPLIT-PHASE)**

Os motores de fase auxiliar têm dois enrolamentos de estator, um enrolamento principal  $m$  e um enrolamento auxiliar  $a$ , com seus eixos deslocados de  $90^\circ$  elétricos no espaço. Eles são ligados conforme é mostrado na figura 2.5. O enrolamento auxiliar tem uma relação de resistência/reatância mais alta do que o enrolamento principal, de modo que as duas correntes ficam fora de fase como indicado no diagrama fasorial da figura 2.6, representativo de condições de partida.

Como a corrente do enrolamento auxiliar  $I_a$  está adiantada relativamente à corrente do enrolamento principal  $I_m$ , o campo do estator primeiro atinge um máximo ao longo do eixo do enrolamento auxiliar e então, mais adiante no tempo, atinge um máximo ao longo do eixo do enrolamento principal. As correntes dos enrolamentos são equivalentes a correntes bifásicas não simétricas, e o motor é equivalente a um motor bifásico não simétrico (Campo elíptico).

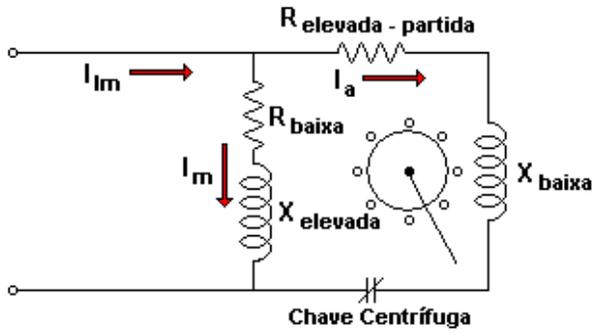


Fig. 2.5 Motor de Fase Auxiliar – Diagrama de Ligações

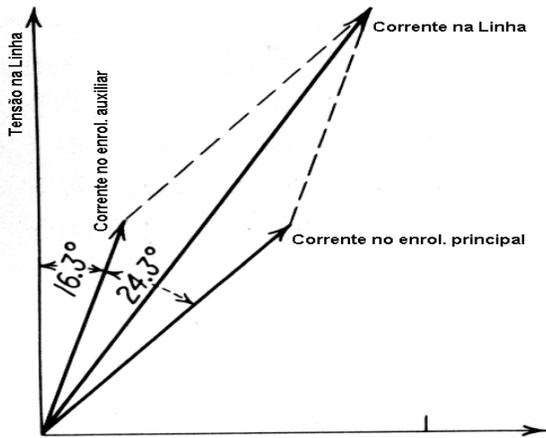


Fig. 2.6 Motor de Fase Auxiliar – Relações de Fase

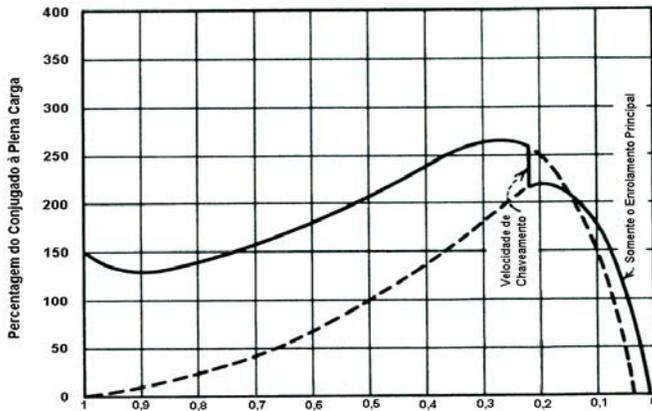


Fig. 2.7 Motor de Fase Auxiliar – Característica conjugado-velocidade

O resultado é um campo de estator girante, que faz o motor partir. Após a partida do motor, o enrolamento auxiliar é desligado, usualmente por meio da chave centrífuga, que opera a cerca de 75% da velocidade síncrona [11]. O modo simples de obter a alta relação de resistência-para-reatância para o enrolamento auxiliar é enrolá-lo com um fio condutor mais fino do que o enrolamento principal, um procedimento permitido porque este enrolamento está no circuito somente durante a partida.

Nos motores de fase auxiliar, a corrente de partida com rotor bloqueado varia entre 5 e 7 vezes a corrente nominal, e o conjugado de partida entre 1,0 e 2,0 vezes o conjugado nominal.

Nas simulações feitas, opta-se por mostrar o trabalho deste motor como bifásico, sem chave centrífuga, para esclarecer os problemas da sua operação contínua.

## 2.2 MOTOR COM CAPACITOR DE PARTIDA

Podem ser usados capacitores para melhorar o desempenho de partida, o desempenho de funcionamento normal, ou ambos, dependendo do tamanho e das ligações do capacitor.

O motor com capacitor de partida é também um motor de fase auxiliar, mas o deslocamento angular no tempo entre as duas correntes é obtido por meio de um capacitor em série com um enrolamento auxiliar, como é mostrado na figura 2.8.

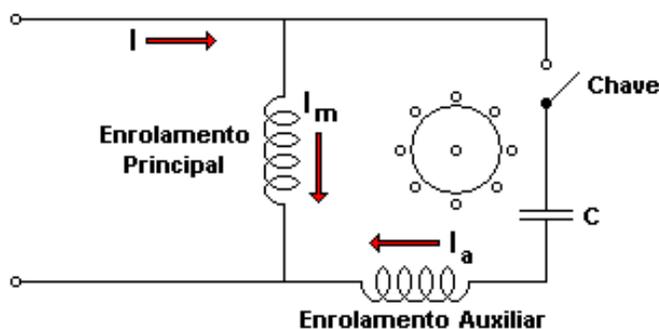


Fig. 2.8 Motor com partida a capacitor – Diagrama de Ligações

Novamente o enrolamento auxiliar é desligado após o motor ter partido, portanto o enrolamento auxiliar e o capacitor são projetados com mínimo custo para serviço intermitente.

Este fato é importante ao se trabalhar com motores convencionais, haja vista que a manutenção do enrolamento auxiliar em operação pode ocasionar danos permanentes ao motor. O enrolamento auxiliar se aquece, decorrente de condutores de pequeno diâmetro, feitos para operar apenas durante a partida do motor.

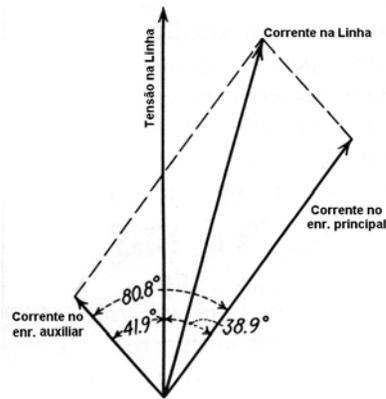


Fig. 2.9 Motor com partida a capacitor –Relações de Fase

Utilizando um capacitor de partida de valor apropriado, pode-se conseguir que a corrente do enrolamento auxiliar  $I_a$  com rotor parado esteja adiantada relativamente à corrente do enrolamento principal  $I_m$  de aproximadamente  $90^\circ$  elétricos, como aconteceria em um motor bifásico simétrico.

Na realidade, o melhor compromisso entre os diversos fatores como conjugado de partida, corrente de partida e custo corresponde a um ângulo de fase algo menor do que  $90^\circ$  [6]. Uma característica conjugado-velocidade típica é mostrada na figura 2.10. Devido ao seu conjugado de partida elevado, de 3,5 a 4,5 vezes o conjugado nominal, e à sua corrente de partida reduzida para uma mesma máquina se comparado a outros métodos convencionais, este sistema possui o melhor desempenho de acionamento.

É interessante notar que o valor do capacitor é dimensionado para as condições iniciais de rotor parado (escorregamento unitário). A cada incremento de velocidade a defasagem entre as correntes vai se alterando, de modo que ao fim, como se pode notar na figura 2.10, a manutenção do capacitor gera interferência no desempenho do motor, além dos possíveis problemas de aquecimento já citados anteriormente. Vê-se este aspecto também nas simulações.

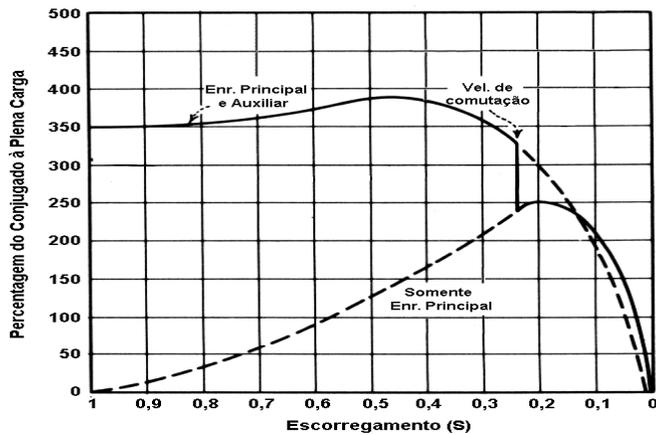


Fig. 2.10 Motor com partida a capacitor – Característica conjugado-velocidade

### 2.3 MOTOR COM CAPACITOR PERMANENTE

No motor de capacitor permanente, o capacitor e o enrolamento auxiliar não são desligados após a partida; a construção pode ser simplificada pela omissão da chave, e o fator de potência, rendimento, e pulsações de conjugado podem ser melhorados.

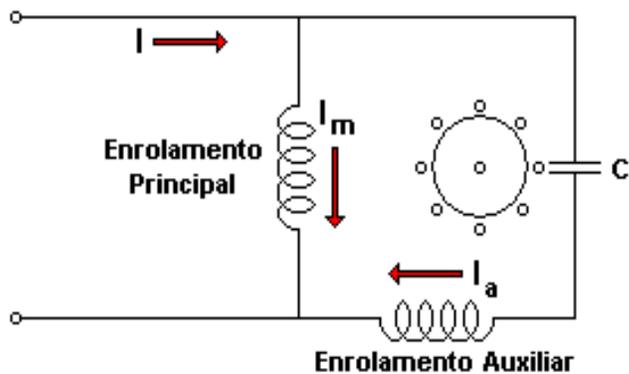


Fig. 2.11 Motor com Capacitor Permanente – Diagrama de Ligações

O enrolamento auxiliar e o capacitor podem ser projetados para perfeita operação bifásica a qualquer carga desejada. O campo pulsante contrário seria então eliminado, com a resultante melhora em rendimento. As pulsações em conjugado na frequência dupla de estator também

seriam eliminadas, pois o capacitor seria como um reservatório que armazena energia para diminuir as pulsações na potência de entrada fornecida pela linha monofásica.

O resultado é um motor sem vibração (silencioso). O conjugado de partida precisa ser sacrificado porque a capacitância é necessariamente um compromisso entre os valores de melhor partida e de melhor funcionamento normal. No instante da partida, a corrente no ramo capacitivo é muito baixa e a consequência é que esse motor tem um conjugado de partida muito baixo, cerca de 50% do conjugado nominal. A característica conjugado-velocidade e um diagrama esquemático são dados nas duas figuras anteriores, para a partida a capacitor [11].

Em algumas aplicações, aumenta-se o valor deste capacitor de regime para obter um conjugado inicial maior. Neste caso, o escorregamento do rotor com carga nominal será prejudicado, com o motor comportando-se na verdade como se operasse com uma partida a capacitor sem chave centrífuga. Valores típicos de escorregamento permanecem entre 3% e 5%, e nestes motores chegam a alcançar 15% com carga nominal.

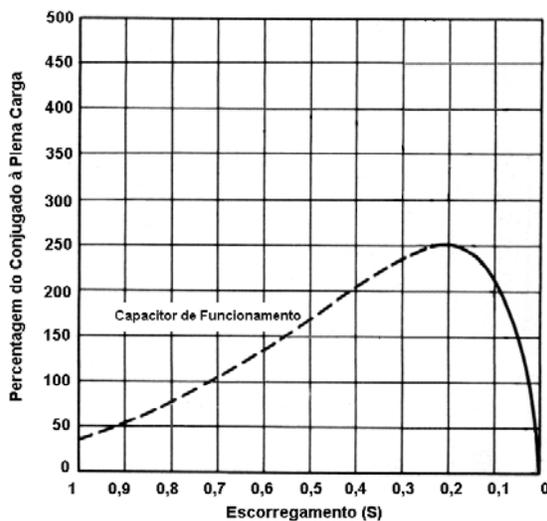


Fig. 2.12 Motor com Capacitor Permanente: Característica conjugado-velocidade

Neste sistema, com a introdução de elementos semicondutores controlados, já foi demonstrado [19][21] que se pode calcular e implementar um acionamento em que o motor operaria com máximo conjugado em todas as velocidades, mantendo a quadratura das correntes dos enrolamentos de maneira ótima.

## 2.4 MOTOR COM DOIS CAPACITORES

Se dois capacitores são usados, um para partida e outro para o funcionamento, pode ser obtido um desempenho excelente na partida e durante o funcionamento, já que o motor a duplo capacitor combina as vantagens da operação otimizada de um motor com capacitor permanente com o conjugado de partida elevado de um motor com partida a capacitor, mantendo os sistemas mecânicos de controle. Um modo de conseguir esse resultado é mostrado na figura seguinte.

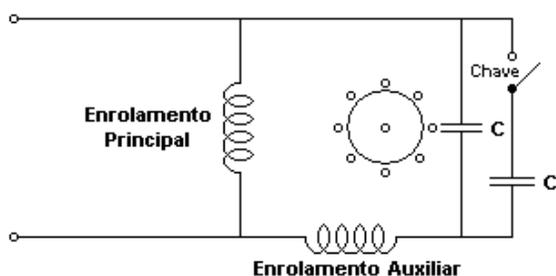


Fig. 2.13 Motor com Capacitor de Partida e de Funcionamento – Diagrama de Ligações

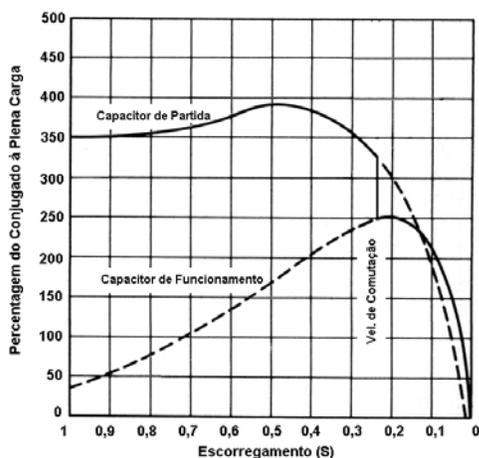


Fig. 2.14 Motor com dois capacitores – Característica conjugado-velocidade

O pequeno valor de capacitância necessário para satisfazer as condições ótimas de funcionamento é permanentemente ligado em série com o enrolamento auxiliar. O valor de capacitor muito maior exigido para a partida é obtido por um capacitor ligado em paralelo com o capacitor permanente e em série com a chave centrífuga (o capacitor de partida é de 3 a 5 vezes

maior que o de funcionamento). Esse capacitor de partida é desligado quando o rotor atinge uma velocidade de aproximadamente 75% a nominal.

Como precisa conduzir corrente somente durante o período de partida, o capacitor é um tipo eletrolítico para CA, compacto, especial, feito para serviço de partida de motores, com uma especificação típica de 300 $\mu$ F para um motor de ½ cv. Para o mesmo motor, o capacitor permanentemente ligado tem uma especificação típica de 40 $\mu$ F; como ele opera continuamente, o capacitor é um típico CA a óleo.

Este método, de modo geral, é o de mais cara implementação dentre os métodos convencionais.

## **2.5 O MOTOR EFICIENTE**

O motor de indução monofásico de fase dividida com partida resistiva possui o custo mais baixo, entretanto, é inerentemente limitado a uma faixa de eficiência 8 a 10% inferior ao motor de capacitor permanente. Nos motores de capacitor permanente e nos motores com dois capacitores, o enrolamento secundário continua operando mesmo com a máquina em regime. O capacitor em série com este enrolamento desloca o ângulo de fase da corrente de entrada de aproximadamente 90°, então, os dois enrolamentos criam juntos um campo magnético rotativo. Os benefícios conseguidos por esses motores são a supressão das pulsações do conjugado (o motor opera efetivamente como motor bifásico) e a melhoria das condições de utilização dos enrolamentos (principal e auxiliar) e do ferro do motor. Esses benefícios melhoram a eficiência e o fator de potência do motor, mas elevam significativamente seu preço.

## **2.6 O CIRCUITO DO MOTOR DE INDUÇÃO**

Pode-se considerar um motor de indução monofásico como dois grupos de enrolamentos (um no estator e outro no rotor) produzindo campos magnéticos que interagem no entreferro. As correntes nos enrolamentos da máquina dão condição ao aparecimento de pólos magnéticos no estator e no rotor alinhados com os respectivos eixos magnéticos.

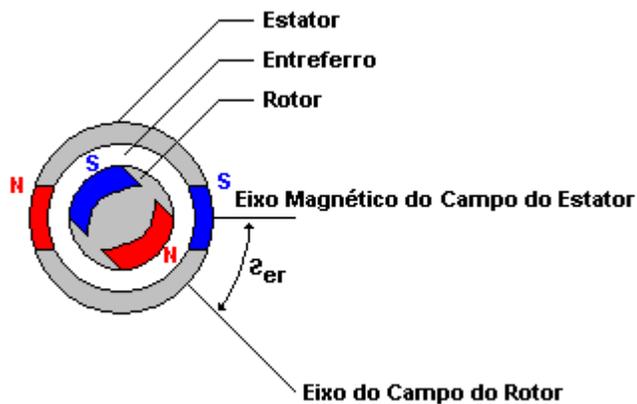


Fig. 2.15 Motor de dois pólos (corte ilustrativo)

O conjugado resulta do esforço dos dois campos magnéticos componentes para alinharem seus eixos.

Na operação do motor, o ângulo  $\delta$  entre os campos está em atraso, isto é, o campo girante do estator fica à frente do campo girante do rotor (figura anterior), arrastando o rotor e fornecendo potência mecânica a seu eixo [12]. A equação do conjugado é do tipo:

$$T = K \cdot \text{sen } \delta \quad [2.4]$$

Sendo:

$T$  = conjugado no eixo do motor;

$K$  = constante dependente das características do fluxo magnético mútuo (rotor-estator) da máquina, do número de pólos e do tipo de enrolamento;

$\delta$  = ângulo entre os campos produzidos no estator e no rotor

Como se pode observar, quanto mais próximo de  $90^\circ$  estiver o ângulo  $\delta$ , maior será o conjugado da máquina.

Ao aplicar-se uma tensão alternada no estator da máquina de indução monofásica, é produzida uma onda de fmm estacionária, cuja amplitude varia senoidalmente com o tempo. Conforme já visto anteriormente, esta onda estacionária pulsante pode ser dividida em duas ondas girantes em sentidos opostos (f e b) à velocidade síncrona e com módulos iguais. Cada

uma destas ondas componentes de fmm produz ação de motor de indução, mas os conjugados correspondentes estão em sentidos opostos.

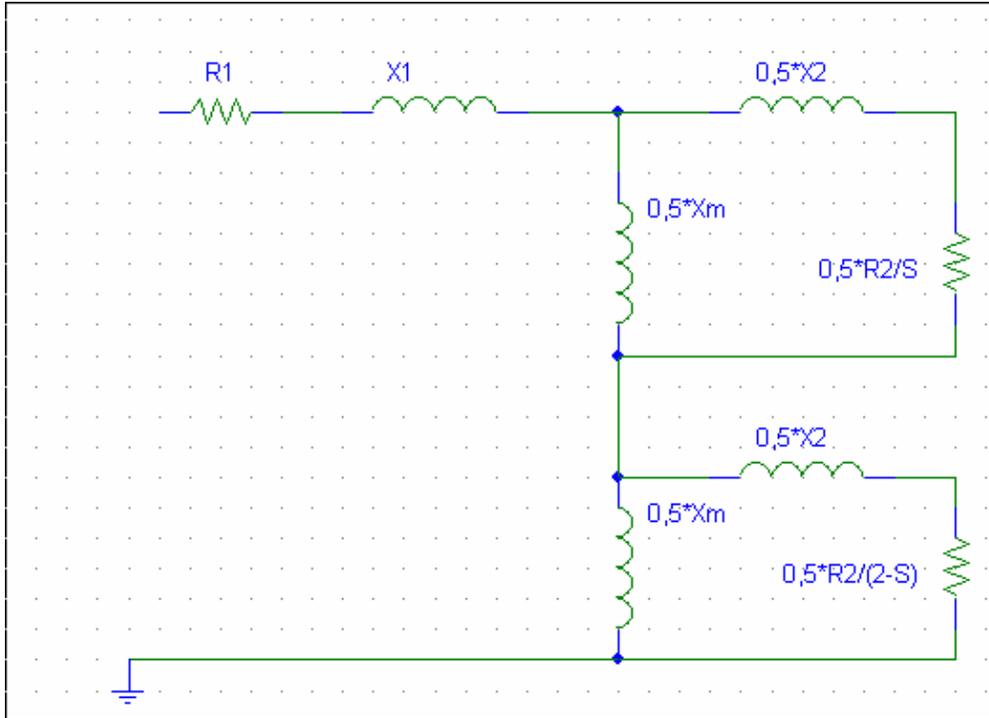


Fig. 2.16 Circuito equivalente de um motor de indução monofásico nas condições normais de funcionamento. Na entrada considera-se a tensão  $V$ .

Considerando o caso em que o motor já foi acelerado por um meio auxiliar até à sua velocidade nominal de funcionamento e está girando somente com o enrolamento principal a um escorregamento  $S$  na direção do campo  $f$ , tem-se que as correntes de rotor induzidas por esse campo  $f$  são de frequência de escorregamento  $Sf$ , onde  $f$  é a frequência de estator.

Estas correntes de rotor produzem uma onda de fmm caminhando para frente à velocidade de escorregamento relativamente ao rotor, assim como em qualquer motor polifásico com um rotor polifásico simétrico ou gaiola. A onda resultante das ondas de fmm de estator para frente cria uma onda de fluxo de entreferro para frente, que gera uma  $f_{cem}$  de valor  $E_{mf}$  no enrolamento principal do estator.

Examinando as condições do campo b, nota-se que seu escorregamento relativo à velocidade do rotor é  $(2-S)$ , então, esse campo induz no rotor correntes com a frequência  $(2-S)f$ . Vista do estator, a onda de fmm do rotor criada pelas correntes de rotor de campo b caminha à velocidade síncrona, mas na direção b. Então, o campo b resultante gera uma fcm no enrolamento principal do estator de valor  $E_{mb}$ .

Os efeitos do rotor, refletidos no estator são semelhantes aos de um motor de indução polifásico e podem ser representados através do circuito equivalente da figura 2.16 [11].

Deste circuito, nota-se que os fatores 0,5 são oriundos da decomposição da fmm pulsante de estator em campos f e b.

Na região de funcionamento normal, a escorregamento pequeno (5%) [13], o campo f é várias vezes maior que o campo b. Assim, o valor da resistência do rotor no campo f é de  $R_f = 0,5 \cdot \frac{R_2}{S} = 10 \cdot R_2$ , enquanto que no campo b é de  $R_b = 0,5 \cdot \frac{R_2}{(2-S)} = 0,256 \cdot R_2$ . Então, as potências em watts entregues pelo enrolamento de estator ao campo f e b é dada respectivamente por:

$$P_{g_f} = I_m^2 \cdot R_f = 10 \cdot I_m^2 \cdot R_2 \quad [2.5]$$

$$P_{g_b} = I_m^2 \cdot R_b = 0,256 \cdot I_m^2 \cdot R_2 \quad [2.6]$$

A partir das equações 2.5 e 2.6, percebe-se que a potência de entreferro f é aproximadamente 40 vezes superior à de b. Desta forma, pode-se admitir por aproximação que somente o campo f é significativo, aproximando o comportamento do motor monofásico ao de um motor polifásico equilibrado.

Na região de funcionamento normal, portanto, a característica de conjugado velocidade de um motor monofásico não é muito inferior àquela de um motor polifásico tendo o mesmo rotor e operando com a mesma densidade de fluxo máximo no entreferro. Em termos práticos isso significa um motor monofásico significativamente maior que um trifásico de potência equivalente, haja vista que a contribuição de potência provém de somente um enrolamento.

Assim, para analisar o comportamento do motor de indução monofásico de uma maneira geral, pode-se utilizar o circuito equivalente por fase da máquina de indução polifásica contendo um circuito indicando o primário (estator) e outro indicando o secundário (rotor), ambos com

suas respectivas indutâncias de magnetização, onde serão levados em conta somente os componentes f.

Uma representação eficaz para a máquina de indução monofásica em regime permanente senoidal é aquela onde refere-se todas as grandezas do secundário (rotor) ao primário (estator), conforme é ilustrado pela figura 2.17 [11]:

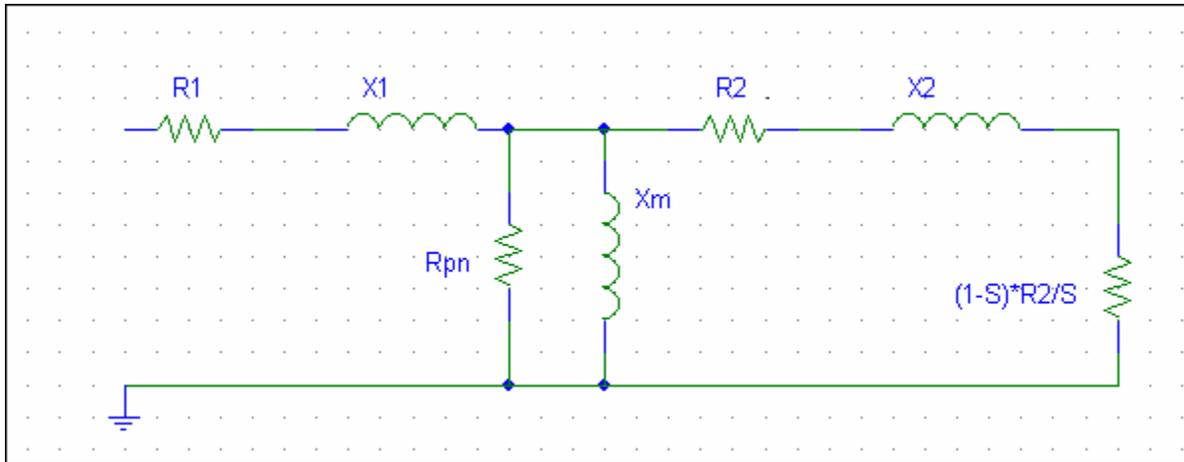


Fig. 2.17 Circuito Elétrico Equivalente para o Motor de Indução Monofásico

Sendo:

- ◆  $R_1$  → Resistência do primário do motor de indução;
  - ◆  $X_1$  → Reatância do primário do motor de indução;
  - ◆  $R_{pn}$  → Resistência de perdas no núcleo do motor de indução;
  - ◆  $X_m$  → Reatância de magnetização do motor de indução;
  - ◆  $R_2'$  → Resistência do secundário do motor de indução refletida no primário;
  - ◆  $X_2'$  → Reatância do secundário do motor de indução refletida no primário;
  - ◆  $[(1-S)R_2'] / S$  → Resistência que representa a carga mecânica acoplada ao eixo do motor.
- ◆  $S$  = Escorregamento (diferença percentual entre a velocidade do campo do estator em relação ao campo do rotor)

Todas as características importantes de funcionamento em regime permanente, tais como: variações de corrente, velocidade e perdas em função do conjugado de carga podem ser concebidas a partir do circuito equivalente.

Para ressaltar as relações de conjugado e potência na máquina de indução, pode-se aplicar o teorema de Thevenin [10] ao circuito equivalente abaixo. A partir dessa simplificação obtém-se:

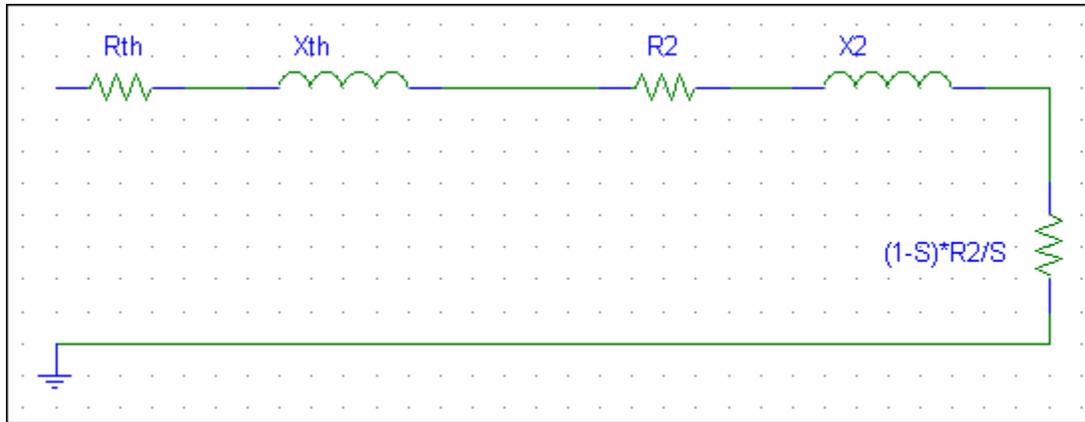


Fig. 2.18 Circuito Equivalente de Thèvenin por Fase do Motor de Indução. Na entrada tem-se  $V_{th}$ , a tensão equivalente de Thèvenin.

Sendo:

- ◆  $(R_{th} + jX_{th}) = (R_{pn} // jX_m) // (R_1 + jX_1)$ ;
- ◆  $V_{th} = V_1 \cdot (R_{pn} // jX_m) / [r_1 + jX_1 + (R_{pn} // jX_m)]$
- ◆  $R_{th} \rightarrow$  Resistência equivalente do primário do motor de indução;
- ◆  $X_{th} \rightarrow$  Reatância equivalente do primário do motor de indução;
- ◆  $R_2' \rightarrow$  Resistência do secundário do motor de indução refletida no primário;
- ◆  $X_2' \rightarrow$  Reatância do secundário do motor de indução refletida no primário;
- ◆  $[(1-S) \cdot R_2'] / S \rightarrow$  Resistência que representa a carga mecânica acoplada ao eixo do motor.
- ◆  $S =$  Escorregamento (diferença percentual entre a velocidade do campo do estator em relação ao campo do rotor)

Tomando o Circuito Equivalente de Thevenin, fazem-se algumas considerações:

◆ As impedâncias ( $R_{th} + jX_{th}$ ) e ( $R_2' + jX_2'$ ) são constantes (não serão consideradas influência da temperatura e do efeito pelicular nos condutores), já que se referem às características construtivas do estator e do rotor (respectivamente) da máquina de indução, validando esse modelamento, pois com a constância de  $R_2'$ , o conjugado máximo não será por ela influenciado;

◆ O escorregamento ( $S$ ) é adotado como sendo da ordem de 5%, um valor típico para motores de indução sem capacitor permanente.

## 2.7 CÁLCULO DO CONJUGADO MÁXIMO PARA O MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO

Do circuito equivalente de Thèvenin, tem-se:

Sendo:

- $P$  = potência mecânica no eixo do motor
- $\omega$  = velocidade mecânica do eixo
- $\Omega_R$  = velocidade mecânica do rotor (igual à velocidade mecânica do eixo).
- $\Omega_S$  = velocidade síncrona

Equação do conjugado Mecânico:

$$V_{TH} = Z_1 \cdot I_1$$

e

$$I_1 = \frac{V_{TH}}{Z_1}$$

Sendo:

$$R_1 = R_{TH} + R_2' + \frac{(1-S) \cdot R_2'}{S} = R_{TH} + \frac{R_2'}{S}$$

$$X_1 = X_{TH} + X_2'$$

Assim:

$$Z_1 = \sqrt{(R_1)^2 + (X_1)^2}$$

Então:

$$I_1 = \frac{V_{TH}}{\sqrt{(R_1)^2 + (X_1)^2}}$$

Mas:

$$P_{mec_{eixo}} = P = R_{eixo} \cdot (I_1)^2$$

$$P = \frac{(1-S) \cdot R_2'}{S} \cdot \frac{(V_{TH})^2}{\left(\sqrt{(R_1)^2 + (X_1)^2}\right)^2} \quad [2.7]$$

Como o conjugado mecânico no eixo do motor é dado por:

$$C = \frac{P}{\omega} = \frac{P}{\Omega_R} = \frac{P}{(1-S) \cdot \Omega_S} \quad [2.8]$$

Substituindo a Eq.2.7 na Eq.2.8, obtém-se:

$$C = \frac{(1-S) \cdot R_2'}{S \cdot (1-S) \cdot \Omega_S} \cdot \frac{(V_{TH})^2}{(R_1)^2 + (X_1)^2} \Rightarrow C = \frac{(V_{TH})^2}{S \cdot \Omega_S} \cdot \frac{R_2'}{\left(R_{TH} + \frac{R_2'}{S}\right)^2 + (X_{TH} + X_2')^2} \quad [2.9]$$

Equação do escorregamento (S) onde o Conjugado é Máximo:

Para determinar o escorregamento (S) onde o conjugado é máximo, deve-se achar o ponto de máximo da função conjugado, então deve-se procurar o valor de (S) que se satisfaça a derivada parcial  $\frac{\partial C(S)}{\partial (S)} = 0$ .

Nesse ponto, usa-se o artifício de multiplicar a Eq. 2.9 por  $\left(\frac{S}{S}\right)$ , obtendo:

$$C = \frac{(V_{TH})^2}{\Omega_S} \cdot \frac{S \cdot R_2'}{\left[ S^2 \cdot \left( R_{TH} + \frac{R_2'}{S} \right)^2 + S^2 \cdot (X_1)^2 \right]} \quad [2.10]$$

Assim, pode-se aplicar a seguinte regra para a execução do cálculo da derivada da função em relação a S:

$$\frac{\partial C(S)}{\partial(S)} = K \cdot \left[ \frac{f'(S) \cdot g(S) - f(S) \cdot g'(S)}{g^2(S)} \right] = 0$$

Onde:

$$K = \frac{(V_{TH})^2}{\Omega_S}$$

$$f(S) = S \cdot R_2'$$

$$f'(S) = R_2'$$

e

$$g(S) = S^2 \cdot \left[ \left( R_{TH} + \frac{R_2'}{S} \right)^2 + X_1^2 \right] = \left[ (S \cdot R_{TH} + R_2')^2 + S^2 \cdot X_1^2 \right]$$

$$g'(S) = 2 \cdot \left[ S \cdot (R_{TH}^2 + X_1^2) + R_{TH} \cdot R_2' \right]$$

Então:

$$f'(S) \cdot g(S) - f(S) \cdot g'(S) = -R_2' \cdot S^2 \cdot (R_{TH}^2 + X_1^2) + (R_2')^3 \quad e$$

$$g^2(S) = \text{nunca é zero pois há um termo independente} = 2(R_2')^2$$

Assim, para que  $\frac{\partial C(S)}{\partial(S)} = 0$ , deve-se ter a seguinte condição satisfeita:

$$-R_2' \cdot S^2 \cdot (R_{TH}^2 + X_{CC}^2) + (R_2')^3 = 0$$

Então o escorregamento onde o conjugado é máximo ocorre quando:

$$S_{c\text{máx}} = \frac{R_2'}{\sqrt{R_{TH}^2 + X_{CC}^2}} \quad [2.11]$$

Equação do conjugado Máximo:

Para determinar a expressão do conjugado máximo, basta substituir a Eq.2.11 na Eq.2.9, daí, obtém-se:

$$C_{\text{máx}} = \frac{(V_{\text{TH}})^2}{\Omega_S} \cdot \frac{1}{2 \cdot \left[ \sqrt{R_{\text{TH}}^2 + X_{\text{CC}}^2} + R_{\text{TH}} \right]} \quad [2.12]$$

### 3 DESCRIÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO QD0

Como foi descrito no tópico anterior, o motor de indução ( seja trifásico ou monofásico) pode ser modelado como um ou mais campos girantes gerados por um estator fixo, que arrasta o rotor através do mecanismo magnético de indução.

Para efetuar cálculos matemáticos neste sistema real, tem-se que realizar iterações complexas para determinar a cada momento do giro as diferentes interações eletromagnéticas entre o campo do rotor e o campo do estator, de modo a determinar as indutâncias mútuas e chegar a valores de corrente, tensão e conjugado.

O sistema dependeria da velocidade em que giraria o rotor a cada instante, de modo que a forma de realizar os cálculos teria que ser modificada a cada novo passo. Este sistema não é impraticável, no entanto seria muito lento mesmo com supercomputadores, e demandaria um modelo matemático grande.

A solução que foi desenvolvida no passado e ainda é utilizada em larga escala é a de efetuar uma transformação de variáveis, uma série de cálculos matemáticos que permite modelar estas interações de modo a trabalhar com uma referência também giratória. As principais transformadas estão descritas a seguir.

#### 3.1 TRANSFORMAÇÕES TRIFÁSICAS

A transformada trifásica é um artifício matemático que permite converter um sistema trifásico de determinadas propriedades em um outro sistema, por algum motivo mais fácil de calcular as equações.

No campo das máquinas elétricas há duas transformações trifásicas básicas, a transformada de Clarke, em que um sistema trifásico se transforma em um sistema bifásico estacionário associado a uma componente de compensação (seqüência zero), também chamada de modelo  $\alpha\beta 0$ , e a transformada de Park, mais usual e comumente tratada de transformada dq0.

Na engenharia elétrica há outras transformações bastante úteis, como as de seqüência positiva, negativa e nula para curtos assimétricos, mas não se aplicam ao nosso sistema.

A transformação de Clarke pode ser descrita como:

$$[f_{\alpha\beta 0}] = [T_{\alpha\beta 0}][f_{abc}] \quad [3.1]$$

onde

$$[[T_{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad [3.2]$$

Sua principal vantagem é de converter um sistema trifásico em bifásico, mas mantendo o comportamento rotatório, de forma que as equações que regem o comportamento do sistema devem permanecer com as componentes giratórias.

A transformada de Park possui uma formulação equivalente à de Clarke:

$$[f_{dq0}] = [T_{dq0}(\theta_d)][f_{abc}] \quad [3.3]$$

onde

$$[[T_{dq0}(\theta_d)] = \begin{bmatrix} \cos\theta_d & \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_d & -\sin\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad [3.4]$$

Nesta equação, o valor do ângulo  $\theta_d$  corresponde à localização do rotor, de modo que pode-se denominar as equações neste sistema de estacionárias em relação à rotação do rotor. Nelas, fica evidente que o campo girante característico do motor trifásico, tanto o do estator quanto o do rotor, permanecem estacionários.

A facilidade de calcular as grandezas de modo fixo, desconsiderando a mudança física das interações magnéticas, leva a uma simplificação do trabalho computacional. Este método é usado de modo bastante amplo nos trabalhos de simulação computacional para motores de indução.

### 3.2 AS EQUAÇÕES DO MOTOR BIFÁSICO

No caso do motor bifásico, pode-se considerar que o mesmo já possui os enrolamentos fisicamente na condição qd0, de modo que seus enrolamentos são diretamente associados ao modelo da transformada. A alimentação monofásica de um motor bifásico não produz conjugado inicial, o que corrobora com as explanações anteriores.

Sabendo que  $v$  significa tensão e  $i$  significa corrente,  $q$  o enrolamento principal,  $d$  o enrolamento auxiliar,  $s$  identifica os parâmetros de estator e  $r$  os de rotor, o apóstrofo ' significa que a grandeza é referida ao enrolamento principal,  $L_l$  e  $L_m$  são respectivamente as indutâncias de dispersão e a mútua,  $\theta$  o ângulo da posição do rotor e  $\lambda$  o fluxo concatenado nos enrolamentos, as equações básicas [8][12], que relacionam as tensões com as corrente e os fluxos concatenados nos enrolamentos são:

$$\begin{aligned}
 v_{qs} &= i_{qs} r_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \\
 v_{ds} &= i_{ds} r_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \\
 v_{qr} &= i_{qr} r_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} \\
 v_{dr} &= i_{dr} r_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{3.5}$$

Como o fluxo é uma interação entre os campos produzidos pelas correntes, e levando em consideração que o rotor é simétrico nos dois eixos cartesianos dos enrolamentos, pode-se referir as componentes do enrolamento auxiliar e rotor no enrolamento principal do estator, e escrever a relação entre os fluxos e as correntes assim:

$$\begin{aligned}
 \lambda_{qs} &= L_{lqs} i_{qs} + L_{mq} (i_{qs} + i_{qr}^s) \\
 \lambda_{ds}' &= L_{lds}' i_{ds}' + L_{mq} (i_{ds}' + i_{dr}^s) \\
 \lambda_{qr}^s &= L_{lqr}' i_{qr}^s + L_{mq} (i_{qs} + i_{qr}^s) \\
 \lambda_{dr}^s &= L_{lqr}' i_{dr}^s + L_{mq} (i_{ds}' + i_{dr}^s)
 \end{aligned}
 \tag{3.6}$$

Efetuada as transformações das equações referidas aos enrolamentos (equação 3.5) (aplicando a transformada de Park para sistemas bifásicos) para um modelo em que todos os parâmetros estejam referidos ao enrolamento principal chega-se à seguinte formulação:

$$\begin{aligned}
 v_{qs} &= i_{qs} r_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \\
 v'_{ds} &= i'_{ds} r'_{ds} + \frac{d\lambda'_{ds}}{dt} \\
 v'_{qr} &= i'_{qr} r'_{qr} + \frac{d\lambda'_{qr}}{dt} - \lambda'_{dr} \frac{d\theta_r}{dt} \\
 v'_{dr} &= i'_{dr} r'_{dr} + \frac{d\lambda'_{dr}}{dt} - \lambda'_{qr} \frac{d\theta_r}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{3.7}$$

A equação do conjugado eletromagnético  $T_{em}$  da máquina depende do número de pólos  $P$  e deriva das interações entre a potência instantânea consumida pelo motor, descontados os termos que representam perdas elétricas no cobre e perdas magnéticas, e pode ser escrita da seguinte forma:

$$T_{em} = \frac{P}{2} L_{mq} (i'_{dr} i_{qs} - i'_{qr} i'_{ds})
 \tag{3.8}$$

A equação da velocidade de rotação  $\omega_{rm}$  seria então a integral no tempo da resultante dos conjugados envolvidos dividido pelo momento de inércia  $J$ :

$$\omega_{rm} = \frac{1}{J} \int (T_{em} + T_{mech} - T_{damp}) dt
 \tag{3.9}$$

$T_{mech}$  é o solicitado pela carga e  $T_{damp}$  as componentes de perda mecânica e atrito.

### 3.3 MATLAB

O MATLAB é o software mais utilizado para efetuar cálculos matemáticos apurados em computador no meio acadêmico, devido à sua grande robustez e agilidade, além de possibilitar muita precisão nos cálculos. A simulação das equações no modelo qd0 no software Matlab já haviam sido bastante estudadas e avaliadas, portanto não tiveram dificuldades maiores. De toda forma, a seguir estão os sistemas de blocos utilizados para a simulação, adaptações de modelos desenvolvidos na referência [8].

Todas as simulações utilizam esta mesma formulação da figura 3.1, ou seja, pode-se testar neste sistema cálculos específicos com as diversas características de enrolamento. De modo geral nos casos de controle eletrônico o bloco *ExtConn* é removido, e a alimentação é feita diretamente na entrada de cada bloco de enrolamento (*Qaxis* e *Daxis*), exceto nos casos em que a chave centrífuga é necessária para manter a qualidade da operação.

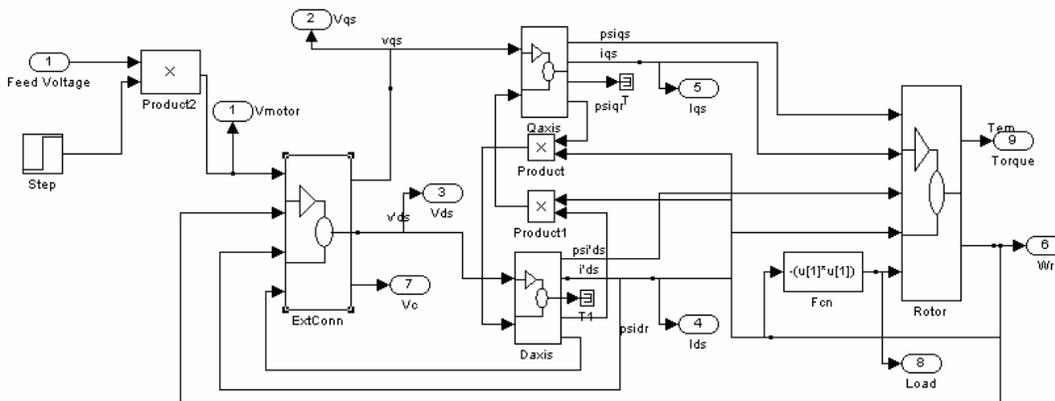


Fig. 3.1 Circuito geral do motor bifásico

O circuito geral apenas explicita as conexões entre os principais blocos da simulação. A tensão de alimentação monofásica provém da rede elétrica (ou do circuito eletrônico de alimentação) através do bloco *Feed Voltage*. O bloco *Step*, agindo em conjunto com o bloco de multiplicação, produz um atraso de 0,2 segundos para a partida do motor, de modo que a rede possa ser estabilizada.

O bloco *ExtConn* faz a seleção entre os diversos métodos convencionais de partida, com os parâmetros de resistência e capacitores série ao enrolamento auxiliar, além de simular a chave centrífuga.

O bloco *Qaxis* modela os parâmetros do enrolamento principal, enquanto que *Daxis* efetua os cálculos do enrolamento auxiliar. O bloco *Rotor* faz os cálculos de conjugado e rampa de velocidade, já que todos os parâmetros elétricos foram refletidos para o primário. Uma carga mecânica pode ser alimentada pelo motor, aqui representada pelo bloco *Fcn*.

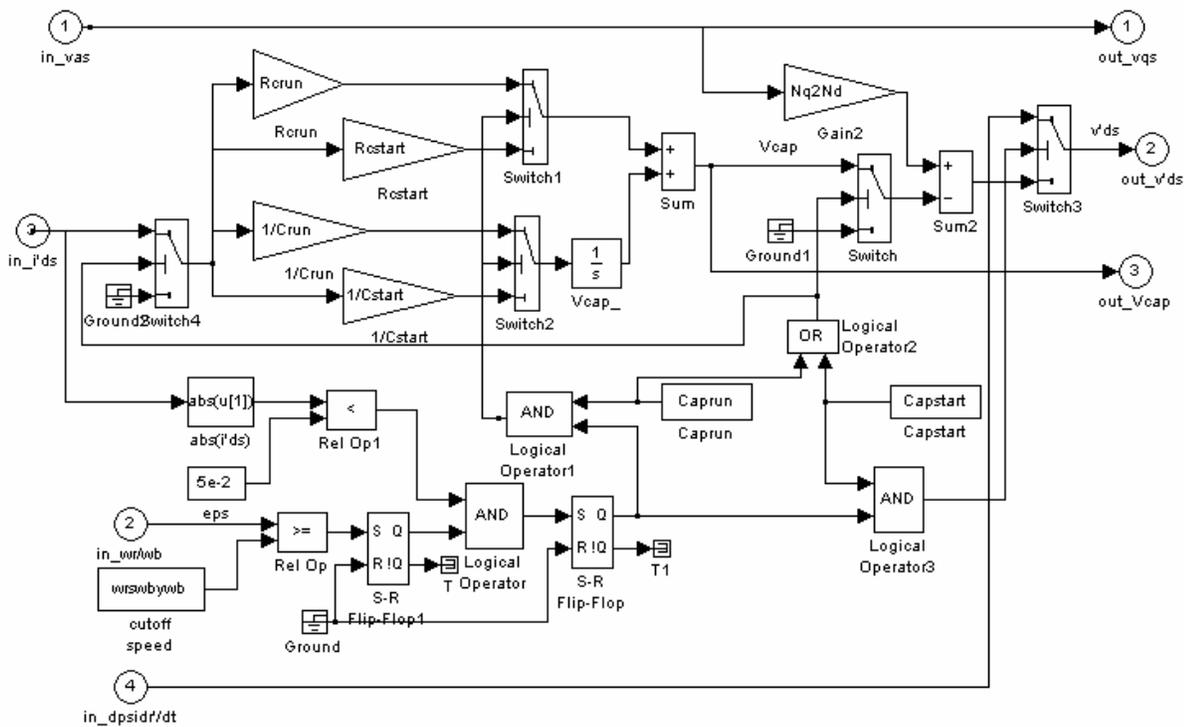


Fig. 3.2 Bloco de seleção do enrolamento auxiliar ExtConn

Este circuito é o bloco *ExtConn*, que basicamente efetua a seleção entre os diversos métodos de partida convencionais e além disso efetua o cálculo para a retirada do enrolamento auxiliar de operação pela chave centrífuga no momento de transição suave.

As entradas básicas de cálculo são a tensão de alimentação  $in\_vas$ , a corrente do enrolamento auxiliar  $in\_i'ds$ , a velocidade relativa do rotor ( $1 = 1800$  RPM)  $in\_wr/wb$ , e a derivada do fluxo induzido pelo rotor no enrolamento auxiliar  $in\_dpsidr'/dt$ , que representa a tensão observada no enrolamento auxiliar quando a máquina está em regime e o enrolamento está desconectado da fonte. Os parâmetros  $Caprun$  e  $Capstart$  são valores lógicos que decidem o método convencional de partida (Capacitor de Partida, Split-phase, dois capacitores, etc.) e os parâmetros  $Crun$ ,  $Cstart$ ,  $Rcrun$  e  $Rcstart$  são carregados pelo programa *monoconv.m*, de acordo com cada método analisado. As chaves (*Switches*) decidem os instantes de atuação da chave centrífuga, com os *Flip-flops* e portas *AND* efetuando a lógica que determina o fim da alimentação do enrolamento auxiliar. Pode-se notar que o enrolamento principal está sendo alimentado continuamente pela tensão de entrada.

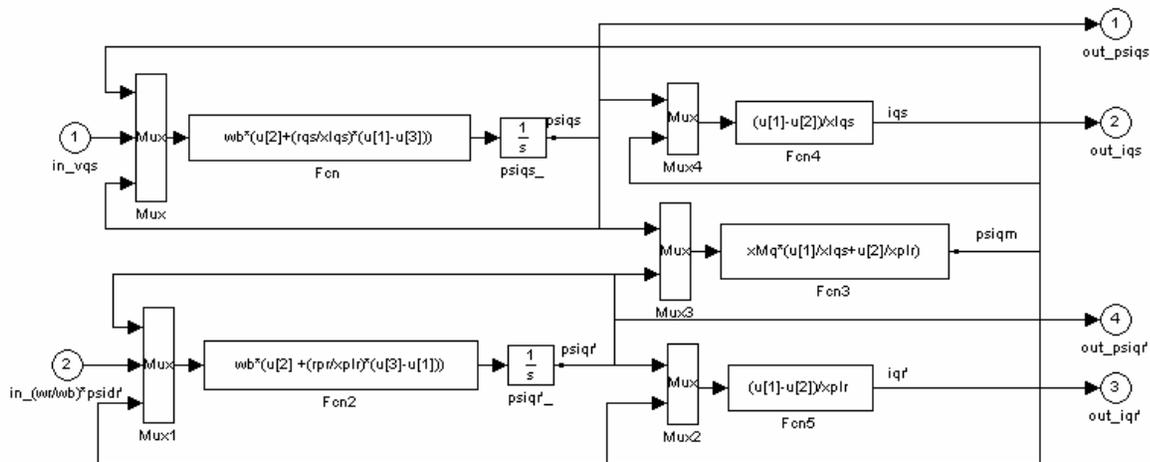


Fig. 3.3 Bloco do eixo Q, enrolamento principal

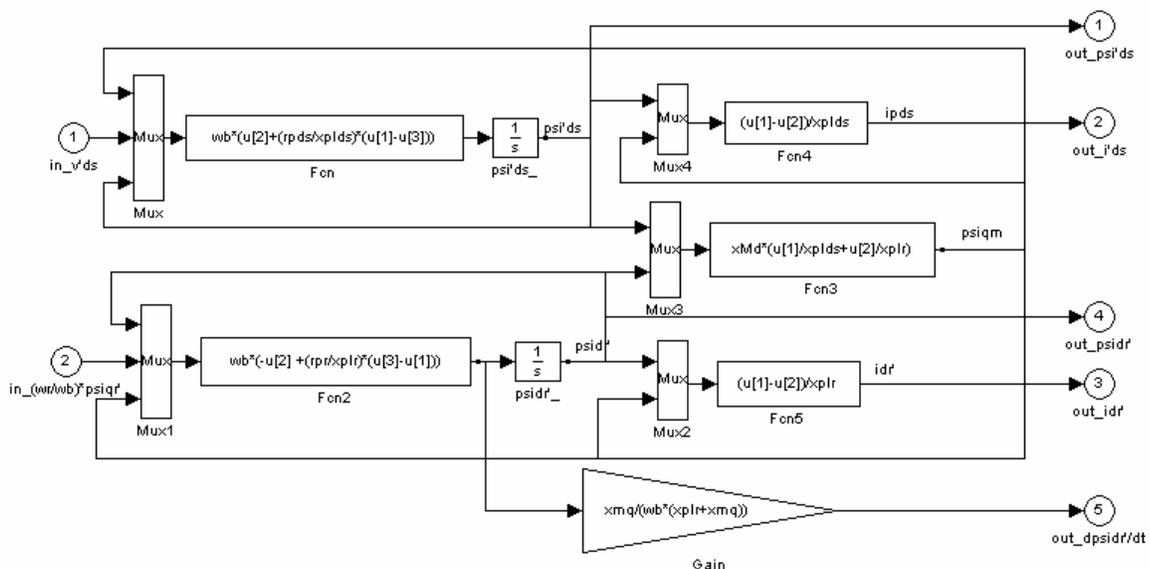


Fig. 3.4 Bloco do eixo D, enrolamento auxiliar

Ambos os blocos, *Qaxis* e *Daxis*, utilizam as equações 3.5 a 3.7, através de um modelo com base na frequência de rotação. Notem-se as respectivas entradas  $in_{wr/wb} * psidr$  e  $in_{wr/wb} * psiqr$ . As equações são as mesmas, apenas referenciadas com base no campo estacionário. Estes blocos foram copiados sem alterações da referência [8]. O cálculo dos parâmetros ( $rqs$ ,  $xlqs$ ,  $rpsd$ , etc.) está detalhado no arquivo do apêndice, *psph1.m*.

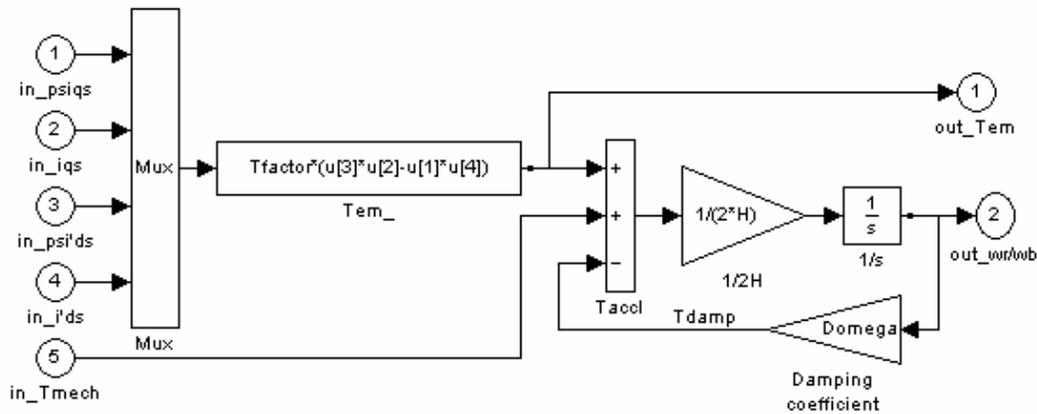


Fig. 3.5 Bloco de cálculo do conjugado

Da mesma forma que as figuras 3.3 e 3.4, este bloco de simulação foi copiado sem alterações da referência [8]. Todos os parâmetros foram referenciados para a condição de campo estacionário, portanto  $Tfactor$ , o coeficiente do conjugado, é igual a  $P/(2 * \omega_b)$ , que representa o termo equivalente ao número de pólos (vide eq. 3.8) referenciado ao campo estacionário.

Também da mesma forma que nas duas figuras anteriores, os demais parâmetros estão bem discriminados no apêndice, arquivo *psph1.m*.

## 4 REDE DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA

A idéia ao se analisar o circuito de alimentação do motor monofásico é a de efetuar um duplo enfoque acerca dos efeitos decorrentes de mudanças no acionamento da máquina: como a máquina responde às alterações em sua alimentação e como a rede elétrica de alimentação responde às mesmas modificações.

Lembra-se aqui que o dever das concessionárias de distribuição é o de fornecer tensão regulada em um determinado ponto de entrega, mas isso está condicionado também a um perfil de carga definido no momento de contrato. Problemas a jusante do ponto de entrega não são concernentes à concessionária, e aumentos não previsto de potência demandada, mesmo temporários (o que ocorre durante a partida do motor monofásico), podem fazer com que a rede não responda com a velocidade desejada. Apesar de clientes residenciais ainda não sofrerem exigências relativas à qualidade de energia, esta realidade não vai tardar a acontecer, de modo que os fabricantes de equipamentos deverão se adequar às futuras exigências.

Na teoria de redes de transmissão, além dos valores das tensões e das potências envolvidas, os ângulos de defasagem entre os diversos nós é sumamente importante para efeito de cálculo dos fluxos de potência, já que há unidades geradoras em diversos pontos do sistema que contribuem para um mesmo grupo de linhas de transmissão. O comportamento dinâmico deste conjunto muitas vezes é imprevisível ou mobiliza um conjunto de cálculos extremamente complexo, o que suscita muitas pesquisas no tema.

A distribuição de energia enfoca um sistema elétrico teoricamente mais simples, pois lida com apenas duas variáveis principais para efetuar o controle do sistema, o nível de tensão nos nós da rede e as potências envolvidas. O fato da malha ser na prática 100% radial faz com que idéias mais comerciais, como manutenção, proteção de rede elétrica e materiais elétricos ou dielétricos, sejam pesquisadas nesta área.

Aqui, pretende-se avaliar o comportamento de uma pequena rede de distribuição rural, focada em um único alimentador, frente a um transitório da partida do motor de indução sob diversos tipos de carregamento. A escolha de uma rede rural, com alta resistência de linha e transformador de baixa potência é para que fiquem mais evidentes os sintomas que se desejam

evidenciar. No caso de uma rede residencial urbana, normalmente o impacto da partida de um motor de indução (uma geladeira, por exemplo) é imperceptível.

Apresenta-se em seguida um breve resumo das diversas topologias de redes de distribuição, seus sistemas de proteção e de controle e alguns aspectos das leis brasileiras referentes à qualidade da tensão fornecida.

#### 4.1 CÁLCULO DOS PARÂMETROS RLC

O cálculo dos parâmetros de uma rede envolve um conhecimento da geometria e das soluções construtivas da rede. A configuração espacial e o material do condutor impactam nos valores de qualidade da transmissão de energia, e devem envolver uma análise econômica apurada. Efetuam-se aqui comentários simples acerca do tema. Para maiores aprofundamentos, consultar [14][15].

O material mais empregado como condutor para o serviço de transmissão de energia elétrica é o alumínio, apesar de eventualmente se empregar o cobre. Em linhas cujos lances (distância entre duas torres ou dois postes) são grandes, normalmente se usa alumínio trançado com “alma” de aço (um fio central para sustentar o peso e conferir maior resistência). Há tabelas que indicam os parâmetros de cada tipo de condutor, dependendo do diâmetro, da constituição (sólido ou multifilar) e do material. Na análise que é feita, os condutores são únicos por fase e possuem as mesmas dimensões.

A resistência por comprimento de linha depende apenas das propriedades do material, calculando-se através da fórmula direta da resistência ( $R$  é a resistência,  $\rho$  a resistividade e  $A$  a seção transversal do condutor), de forma que cada um dos condutores possui o mesmo valor.

$$R = \frac{\rho}{A}, \quad [4.1]$$

No caso do cálculo da indutância e da capacitância, que dependem das interações entre os condutores (sejam cabos ou mesmo com a terra), a geometria construtiva é determinante.

A configuração mais harmônica para o cálculo dessas grandezas é a dos condutores sólidos e simples estruturados como um triângulo equilátero. Como a distância entre cada um dos condutores é a mesma, a interação entre eles também se dá de modo equivalente.

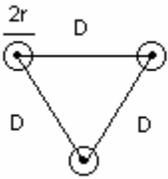


Fig. 4.1 Configuração em triângulo equilátero

Assim, pode-se definir a indutância e a capacitância por fase e por quilômetro de rede para este tipo de configuração como:

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{D}{r} \quad [4.2]$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln \frac{D}{r}} \quad [4.3]$$

Nestas equações,  $L$  significa a indutância por quilômetro,  $\mu_0$  é a constante de permeabilidade magnética do ar,  $\epsilon_0$  a constante de permissividade elétrica do ar,  $D$  a distância entre os centros dos condutores, e  $r$  o raio do condutor [30].

Os cálculos são simples, mas este tipo de rede não é muito comum, pela obrigação construtiva. Uma fórmula geral de cálculo da indutância equivalente para cada condutor seria na verdade uma matriz:

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}, \quad [4.4]$$

Se se considera que para um sistema equilibrado a somatória das correntes é nula, tem-se uma indutância do tipo:

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \begin{bmatrix} \ln \frac{D_{13}}{r_1} & \ln \frac{D_{12}}{D_{12}} & 0 \\ 0 & \ln \frac{D_{23}}{r_2} & 0 \\ 0 & \ln \frac{D_{13}}{D_{23}} & \ln \frac{D_{13}}{r_3} \end{bmatrix} \quad [4.5]$$

O cálculo para o inverso da capacitância ( $1/C$ ) em paralelo por fase é exatamente equivalente, com a substituição do termo  $\mu_0$  por  $1/\epsilon_0$ .

A partir deste ponto, pode-se ver que nas configurações mais comuns, como o triângulo isósceles e a de condutores em linha, a fase central terá valores distintos de indutância e capacitância. Neste caso, um artifício bastante comum é a transposição de fases, que visa a tornar todos os três condutores do sistema trifásico centrais em  $1/3$  do comprimento da linha.

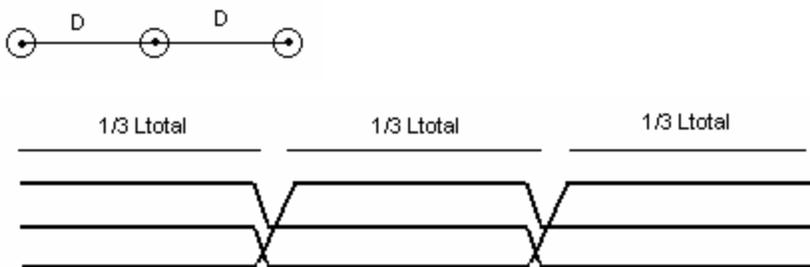


Fig. 4.2 Transposição trifásica

Esta transposição transforma este sistema em linha em um equivalente ao triângulo equilátero com distância entre fases de  $D_n = \sqrt[3]{2D}$ . Se não estão em linha com distâncias iguais, o valor do diâmetro médio será a raiz cúbica do produto das distâncias entre os 3 condutores.

Um parâmetro que normalmente é considerado nos cálculos de capacitância é o reflexo que a terra provoca do sistema em questão. Se a rede possui três condutores, muitas vezes se faz o cálculo empregando seis condutores, os três reais e outros três “refletidos” no interior da terra. Quando se analisa uma rede monofásica com retorno por terra, os parâmetros de capacitância e indutância dependem exclusivamente deste tipo de cálculo.

A formulação matemática, no entanto, é essencialmente a mesma. A única diferença é que se deve considerar a distância o dobro da altura  $H$  do condutor ao solo. No caso da capacitância, a fórmula para o sistema monofásico é:

$$C = \frac{\pi\epsilon_0}{\ln \frac{2H}{R}} \quad [4.6]$$

A indutância é:

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{2H}{R} \quad [4.7]$$

Com base nessas fórmulas e nas tabelas de condutância definem-se os parâmetros que foram utilizados na simulação.

## 4.2 TOPOLOGIAS E SISTEMAS RADIAIS

Há várias topologias de rede, que variam de país para país, em virtude do seu parque de geração, e também dependem de cada aplicação. Em sistemas de transmissão predominam as redes em formato de malha, com derivações. No caso das redes de distribuição, a que foi avaliada no presente trabalho, o sistema radial é o mais comum.

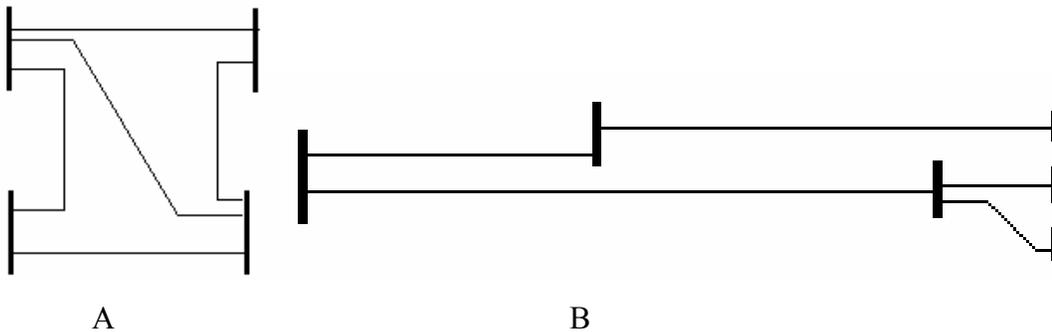


Fig. 4.3 Topologia em malha (A) e topologia radial (B)

Além da configuração da proteção ser mais fácil, o posicionamento dos condutores e a distribuição das cargas interferem de modo bastante distinto ao usual nas redes de maior potência. O fluxo de potência é quase que em sua totalidade unidirecional, o que leva a uma garantia de fornecimento menos confiável, ao contrário de um sistema em malha.

### 4.3 QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA

A qualidade da energia elétrica geralmente é enfocada pelo aspecto dos impactos nocivos que o consumidor sofrerá, avaliando, de uma forma ou de outra, quatro aspectos básicos: a frequência de operação, a forma de onda, a amplitude da tensão e os desequilíbrios trifásicos.

A maior parte dos problemas de qualidade de energia envolvem atitudes que podem de fato ser atribuídas às empresas de comercialização de energia elétrica (Geradoras, Transmissoras e Distribuidoras). A estabilidade do sistema, flexibilidade operacional de cargas e o controle otimizado da geração podem produzir diversas melhorias na qualidade da energia, reduzindo transitórios de tensão e frequência.

Sistemas de supressão de descargas elétricas e um trabalho adequado de manutenção nos elementos que compõem a rede possibilita reduzir sobremaneira a frequência das interrupções, e um balanceamento adequado das cargas trifásicas por parte da concessionária pode evitar problemas de desbalanceamento trifásico.

Alguns aspectos, no entanto, dependem em alto grau do comportamento das cargas alimentadas, e quanto a este aspecto as alternativas que as concessionárias de energia podem atuar, no presente momento, ainda são deveras onerosas.

Um dos principais itens, o fator de potência, associado a cargas predominantemente reativas, já está sendo exigido de consumidores de grande porte: os usuários da energia devem garantir um fator de potência mínimo de 0,92, de modo que a rede elétrica não fique sobrecarregada com correntes que não são convertidas em potência útil.

Um outro aspecto muito importante que ainda não recebeu legislação adequada é a distorção harmônica, um critério que indica o quando a forma de onda das grandezas elétricas foi modificada em virtude de cargas não-lineares.

As redes elétricas são dimensionadas para cargas lineares, em que a corrente acompanha todas as alterações da tensão senoidal no tempo. Se a corrente está senoidal, porém defasada, significa fator de potência não unitário. Se a corrente não é plenamente senoidal, existe distorção harmônica. Em ambos os casos, há uma utilização indesejada da rede, com perdas de tensão e de forma de onda, o que impacta no fornecimento de outros consumidores.

## 5 AS SIMULAÇÕES

Todas as conclusões deste trabalho se baseiam em simulações computacionais, portanto nada mais adequado que esclarecer o funcionamento e a escolha dos dados que serão observados em cada aspecto da simulação.

Um importante fator a ser levado em consideração em cada simulação, no caso de se intentar repetir estas simulações, são os parâmetros de controle matemático do Matlab/Simulink®, com a definição dos intervalos entre iterações. O programa oferece iterações em passo fixo ou variável.

Além de determinar a velocidade da simulação, em alguns casos eles determinam mesmo se haverá simulação, pois o programa eventualmente não consegue decidir que passos tomar quando ajustado para passo variável. Todas as simulações desta tese foram feitas em passo variável, com ajustes de passo máximo em alguns casos, para evitar erros.

### 5.1 REDE ELÉTRICA

A rede elétrica simulada modela um trecho monofásico com retorno por terra de um setor rural de um alimentador de distribuição. O esquemático que foi simulado está na figura abaixo.

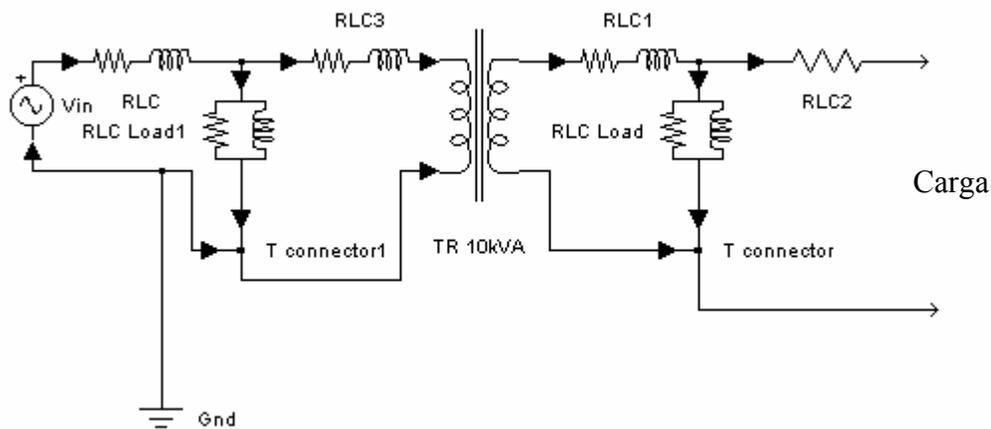


Fig. 5.1 Esquemático do Matlab da Rede elétrica implementada

A fonte senoidal gera na tensão padrão de distribuição brasileira de 13.8 kV, e para os valores de potência que deseja-se estudar no momento pode ser considerado um barramento infinito. Esta fonte, se vista em condições reais, representaria um religador, por exemplo, ou uma chave fusível de repetição tripla.

A rede de distribuição a 13.8kV possui características indutivas e resistivas, com predominância desta última propriedade. No caso de uma rede de longo comprimento, como é o caso de uma rede rural, valores típicos para 50 km de linha foram adotados. Não se pretende ater de modo muito preciso à qualidade da tensão antes do fim da linha, pois esta área de estudo envolve muito conhecimento prático usado em distribuidoras de energia. As perdas decorrentes de outras cargas estão modeladas como carga shunt em um ponto específico da rede, 40 km distante da fonte.

As fórmulas que definem os valores já foram explicitadas. De tabelas padronizadas [7] e efetuando os cálculos descritos, considerando um cabo de alumínio com alma de aço 2 AWG, tem-se que:

$$R = 0,876\Omega/\text{km}$$

$$L = 1,521e^{-6} \text{ H/km}$$

$$C = 7,310 e^{-12} \text{ F/km}$$

Na residência, há um trecho de 80m de fio de cobre 12 AWG do transformador à residência, e o mesmo fio com o comprimento de 30m leva energia até o motor. Seus parâmetros calculados são:

$$R = 1,092 \Omega/\text{km}$$

$$L = 1,277e^{-6} \text{ H/km}$$

$$C = 8,073 e^{-12} \text{ F/km}$$

Em ambas as situações a influência capacitiva é bastante pequena, de modo que se pode desconsiderá-la nas simulações. No caso de uma rede de distribuição, o impacto da indutância já

é pequeno, no entanto foram mantidos estes valores para tornar mais verídicos os comportamentos analisados. A rede residencial é eminentemente resistiva, portanto para o trecho que leva ao motor deve-se considerar somente a influência desta grandeza, outrossim, porque a inclusão da componente indutiva, mesmo muito pequena, gera problemas indesejados durante a simulação (fontes de corrente distintas simuladas em série).

Com base nessas considerações, tem-se o circuito da figura 5.1, com os seguintes valores:

$$\text{RLC} = (35,04\Omega; 6,084e^{-5}\text{H})$$

$$\text{RLC1} = (8,74e^{-2}\Omega; 1,022e^{-7}\text{H})$$

$$\text{RLC2} = (3,28e^{-2}\Omega; 0\text{H})$$

$$\text{RLC3} = (8,76\Omega; 1,521e^{-5}\text{H})$$

$$\text{TR } 10\text{kVA} = (0,002 \text{ pu resistivo}; 0,08 \text{ pu indutivo}, 500 \text{ pu de magnetização})$$

A inserção de duas cargas *shunt*, uma no trecho de média tensão e outra no trecho de baixa tensão visa a simular, de modo concentrado, os diversos carregamentos em que a rede pode se encontrar por ocasião do acionamento da máquina. Assim, coloca-se uma carga que representaria outros consumidores no mesmo tramo da linha monofásica, e uma carga após o transformador de 10kVA que significaria o próprio carregamento da residência em estudo.

Os carregamentos são de:

Baixa carga

13,8kV – 10kW

110V – 1kW

Média carga

13,8kV – 40kW e 8kVAr indutivo

110V – 4kW e 800VAr indutivo

Alta carga

13,8kV – 103kW e 30kVAr indutivo

110V – 10,3kW e 3kVAr indutivo

Como a rede deve ser dimensionada para a pior condição de operação, tanto a tensão de saída da fonte quanto o tap do transformador final estão ajustados cada um deles para oferecer 5% a mais de tensão. Isso gera uma pequena sobretensão nos terminais de saída, porém dentro dos limites estabelecidos pela ANEEL.

Neste modelo deve-se coletar e comparar os diversos parâmetros principais desta rede. O Matlab/Simulink oferece diversos métodos de armazenar as informações simuladas, sendo uma delas os vetores, método preferido aqui pela possibilidade de posteriormente fazer gráficos dos sinais de acordo com as necessidades. Estes gráficos serão mostrados para cada um dos casos estudados.

## **5.2 MOTOR BIFÁSICO**

O modelo do motor bifásico, apesar de aparentemente ser mais complexo, é mais conhecido pois já fora utilizado nas pesquisas anteriores.

O que foi feito foi reconstruir um modelo desenvolvido pela referência Ong [8], adaptando os parâmetros e as grandezas que se desejam medir para nossas necessidades. Todos os blocos já foram mostrados no tópico 3.3. Aqui, pretende-se apenas explicitar os valores que serão analisados de um motor de  $\frac{1}{4}$  HP, 110V, quatro pólos. Todos os dados dos enrolamentos encontram-se no arquivo do MATLAB denominado PSPH1, reproduzido no apêndice.

## **5.3 O COMPORTAMENTO DO MOTOR E DA REDE**

Para poder efetuar um trabalho dinâmico e constante, todos os sistemas foram estruturados no Matlab através de linguagens de programação, visando a efetuar simulações mais rápidas e padronizadas. Assim, para os fins a que são propostos, sempre que se pretende iniciar uma nova configuração toma-se por base o programa *monoconv.m*, escrito em linguagem do próprio Matlab.

Este programa carrega todos os dados significativos do motor simulado (arquivo PSPH1), definindo nível de tensão, potência nominal, resistências e indutâncias dos enrolamentos e demais dados que vão interferir nos cálculos. Também oferece a opção de escolher qual dos cinco métodos convencionais pode-se configurar a máquina. Esta característica será bastante útil no uso dos sistemas de partida suave com o uso da rede completa.

Através do arquivo *dados.m* é feita a geração de todos os sinais que devem ser analisados. Textos dos programas *monoconv.m*, *dados.m* e a tabela de parâmetros *psph1.m* se encontram no apêndice. Os arquivos Matlab/Simulink® das simulações já foram explicitados no item 3.3.

Assim, cada sistema possui um grupo de parâmetros fixos que serão avaliados e comparados entre si, definindo os critérios de qualidade do sistema como um todo.

Basicamente na rede de distribuição atenta-se para a queda de tensão observada no terminal secundário do transformador, as interferências do carregamento das demais cargas vinculadas àquela rede e o comportamento das correntes envolvidas.

## 6 MÉTODOS CONVENCIONAIS DE PARTIDA

Neste tópico analisam-se os métodos convencionais de partida, já demonstrados no item 2.1 a 2.4 de maneira teórica, agora simulados para os mesmos parâmetros do motor segundo a tabela *psph1.m*. A inclusão de capacitores em série com o enrolamento auxiliar afetam apenas a tensão sobre esse enrolamento, conforme se pode notar nas figuras 3.1 e 3.2.

O comportamento do motor vai variar de modo previsível com a variação da carga associada à rede, havendo uma redução no conjugado inicial e na corrente de partida para maiores cargas na rede, já que estas geram uma queda de tensão acentuada. A carga mecânica será proporcional ao quadrado da velocidade relativa, considerando o valor nominal de 1N.m para o motor.

Para o primeiro caso analisado, método split-phase, será feito um acompanhamento mais específico para cada um dos carregamentos da rede, baixa, média e alta carga. Posteriormente, mostram-se apenas as simulações do motor com o carregamento de média carga.

### 6.1 SPLIT-PHASE SEM CHAVE CENTRÍFUGA

Neste caso observam-se os três carregamentos da carga auxiliar na rede para possibilitar uma análise do impacto que outras cargas geram para o motor estudado. A análise do comportamento do motor para cada nível de carga também será feita aqui.

A análise para uma baixa carga está nos gráficos subseqüentes. Como se pode notar na figura 6.1.1, a tensão inicial de baixa carga no transformador e mesmo na residência é de 120V. Com o acionamento do motor (0,2 segundos) há uma queda temporária de tensão de aproximadamente 5V na carga, estabilizando com 116V na residência e 115V no motor.

Como regra geral, a não ser que seja dito algo em contrário no próprio gráfico, a seqüência indicada é: linha contínua para a primeira grandeza representada, linha tracejada para segunda grandeza e a linha intermitente para a terceira grandeza indicada nas legendas das figuras. Todos os gráficos têm o tempo de simulação na ordenada, exceto quando referido na legenda da figura.

Aqui se vê que a amplitude da tensão (figura 6.1.2) não se modifica durante o transcurso do acionamento, no entanto a corrente (figura 6.1.3) nitidamente modifica sua orientação (de adiantada para atrasada) em relação à partida e essa nova interação com o conjugado produzido pelo enrolamento principal é que causa uma velocidade relativa de operação muito menor que a síncrona (figura 6.1.5). É importante mostrar que a corrente RMS mantém-se sempre em um nível bastante alto, enquanto as tensões dos enrolamentos tendem a se estabilizar (figura 6.1.4). A tensão sobre o enrolamento auxiliar mede também a interação com os campos produzidos no enrolamento principal, de modo que ela permanece sempre menor que a tensão de alimentação.

### 6.1.1 *BAIXA CARGA*

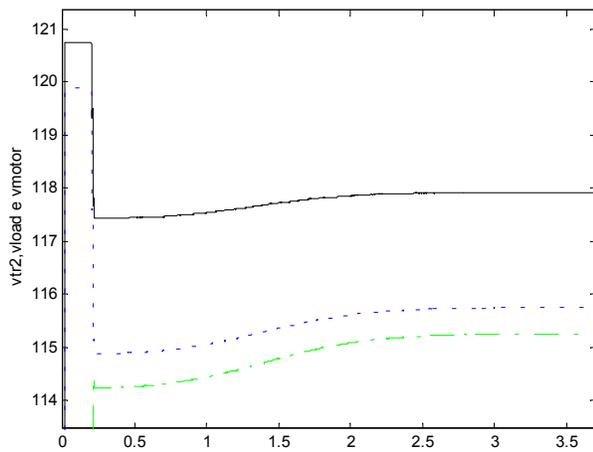


Fig. 6.1.1 Tensões da saída do transformador, na entrada da residência (Carga) e no motor

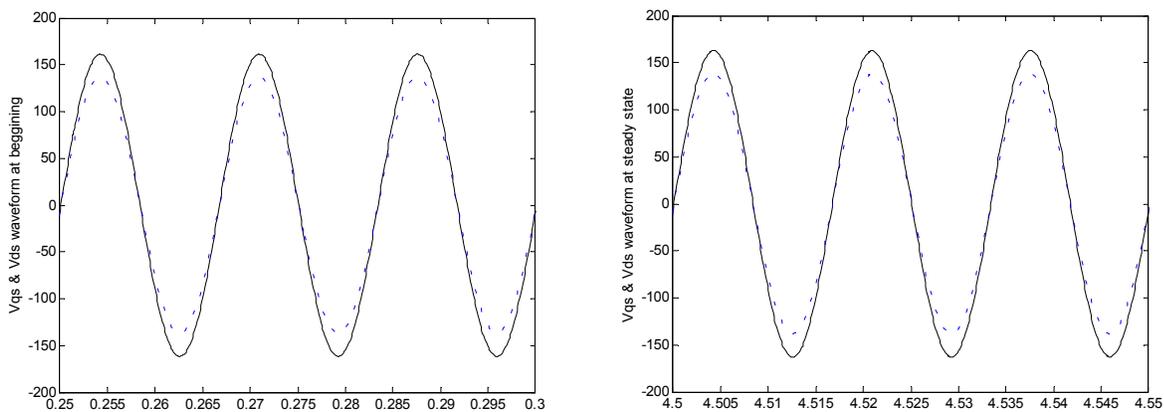


Fig. 6.1.2 Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

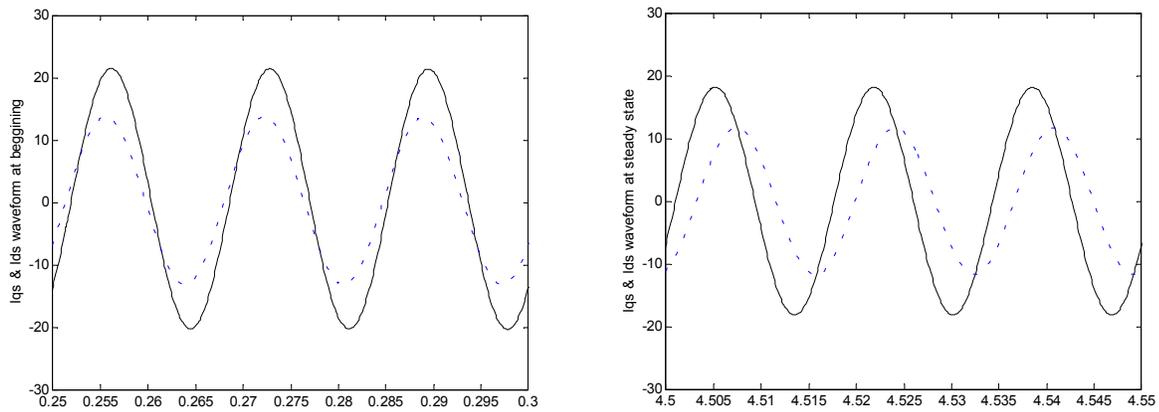


Fig. 6.1.3 Corrente nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

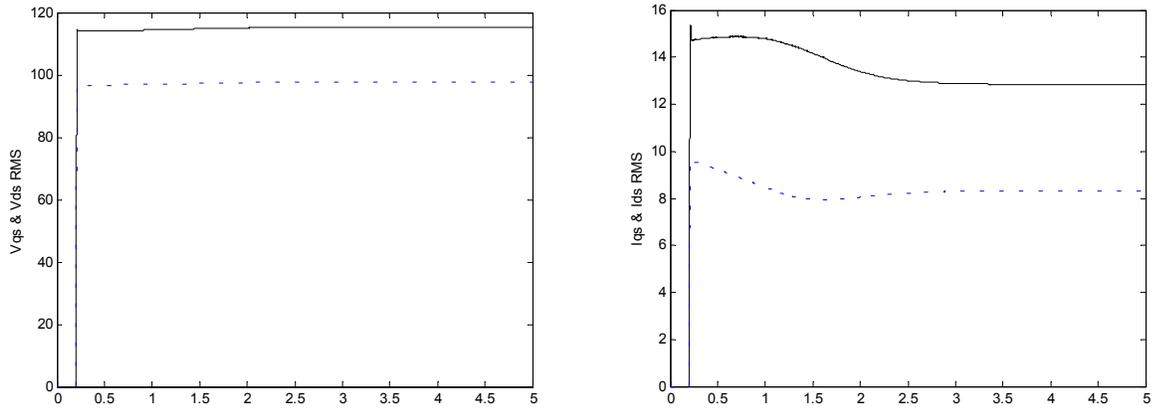


Fig. 6.1.4 Tensão e corrente RMS nos enrolamentos principal e auxiliar

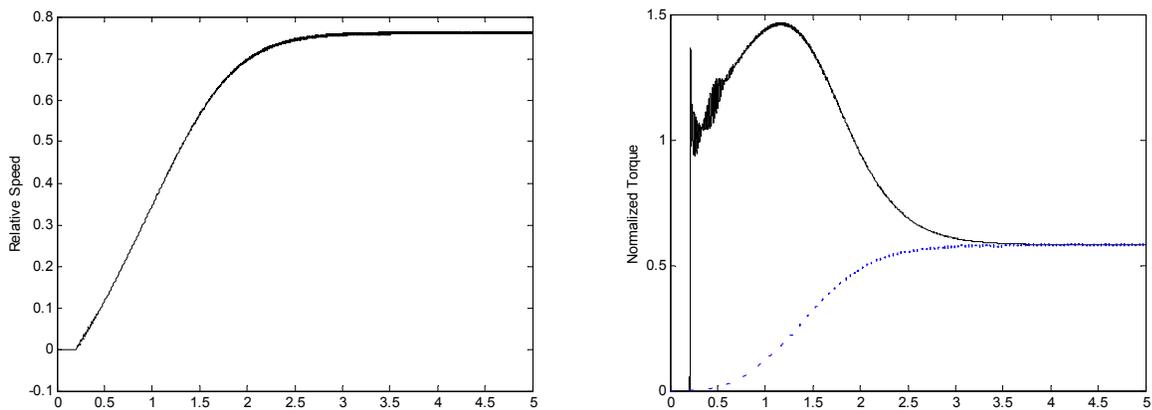


Fig. 6.1.5 Rampa de velocidade e comportamento temporal do conjugado

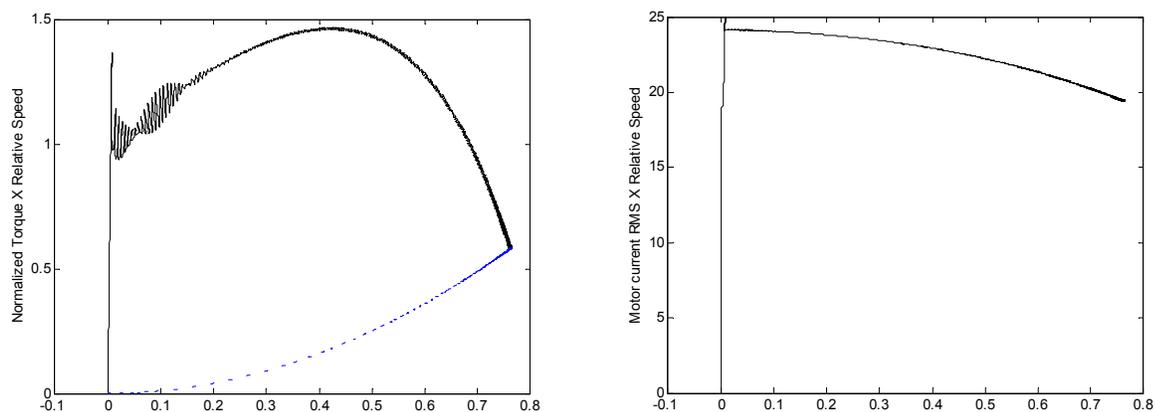


Fig. 6.1.6 Conjugado e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

O comportamento do conjugado inicial é igual ao nominal, conseguindo partir a maioria das cargas para esta potência. A corrente de regime, no entanto, é muito alta, cerca de 20A. Esta amplitude de corrente certamente queimaria um motor real se mantida em operação contínua.

### 6.1.2 MÉDIA CARGA

A análise para média carga segue nos próximos gráficos:

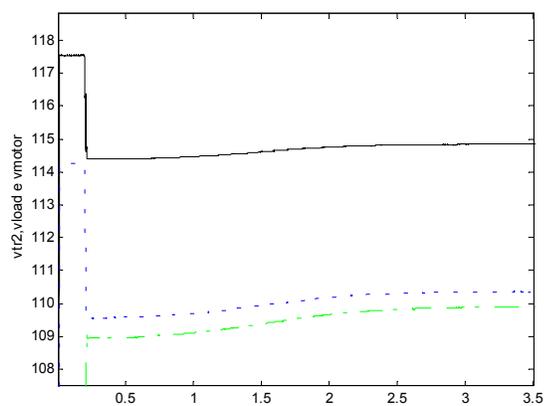


Fig. 6.1.7 Tensões da saída do transformador, na entrada da residência (Carga) e no motor

Pode-se ver que a tensão inicial na carga é menor em cerca de 3V a 4V. A queda de tensão do transformador à carga é praticamente igual, cerca de 5V após o acionamento, estabilizando com 4 V a menos após a inclusão da carga do motor (figura 6.1.7).

As características de tensão e corrente nos instantes iniciais do acionamento e nos instantes finais, já em regime, praticamente não se alteram em relação ao carregamento anterior, com uma pequena modificação nas amplitudes das grandezas (figuras 6.1.8, 6.1.9 e 6.1.10).

O conjugado inicial sofre uma ligeira redução em relação à baixa carga, da mesma forma que a velocidade de regime é ligeiramente menor: em baixa carga foi de aproximadamente 1410RPM e para média carga foi cerca de 1370 RPM. A corrente contínua alta, o que desabilita em verdade o uso do modo split-phase sem a chave centrífuga (figuras 6.1.11 e 6.1.12).

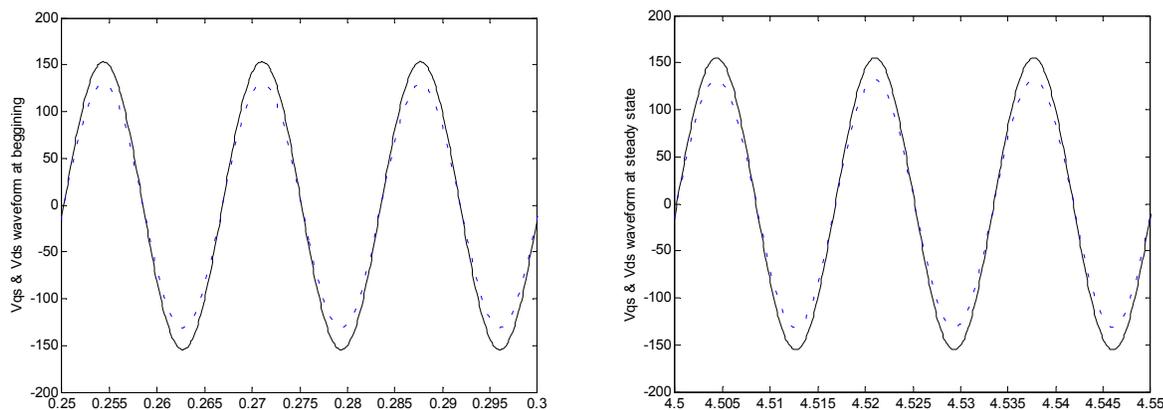


Fig. 6.1.8 Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

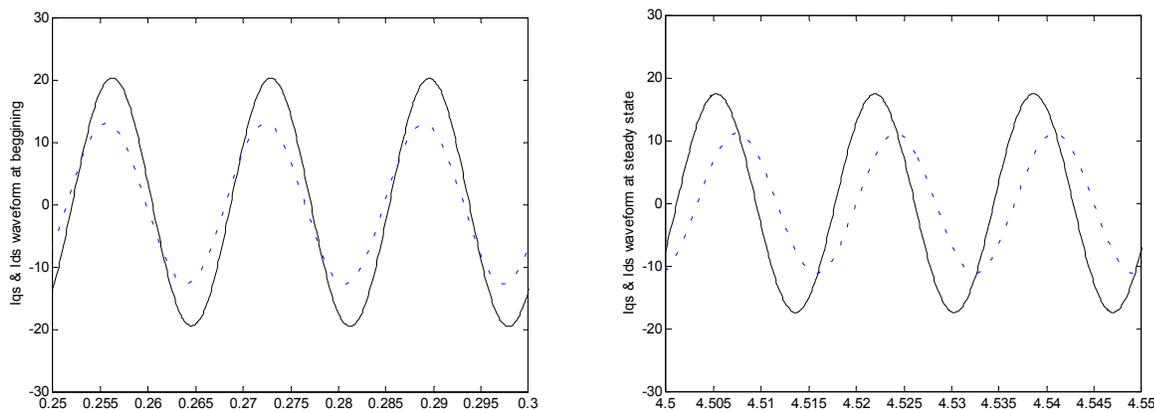


Fig. 6.1.9 Corrente nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

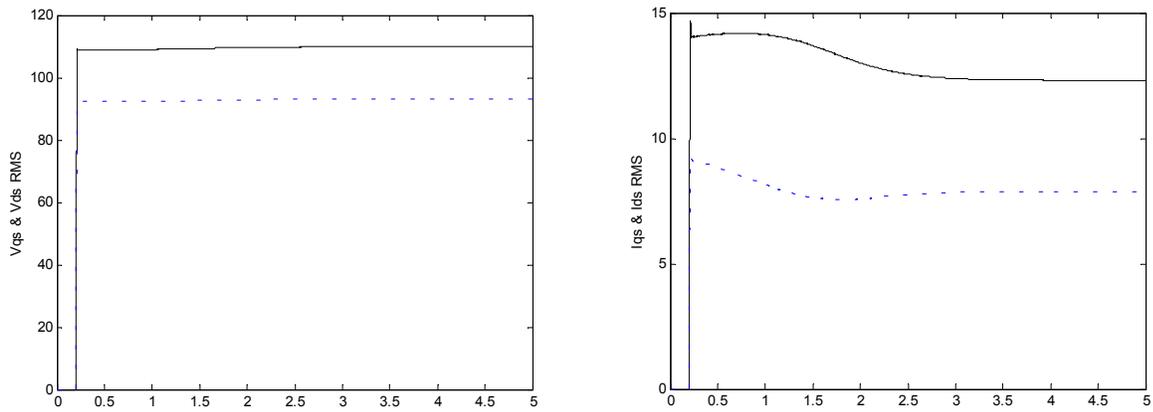


Fig. 6.1.10 Tensão e corrente RMS nos enrolamentos principal e auxiliar

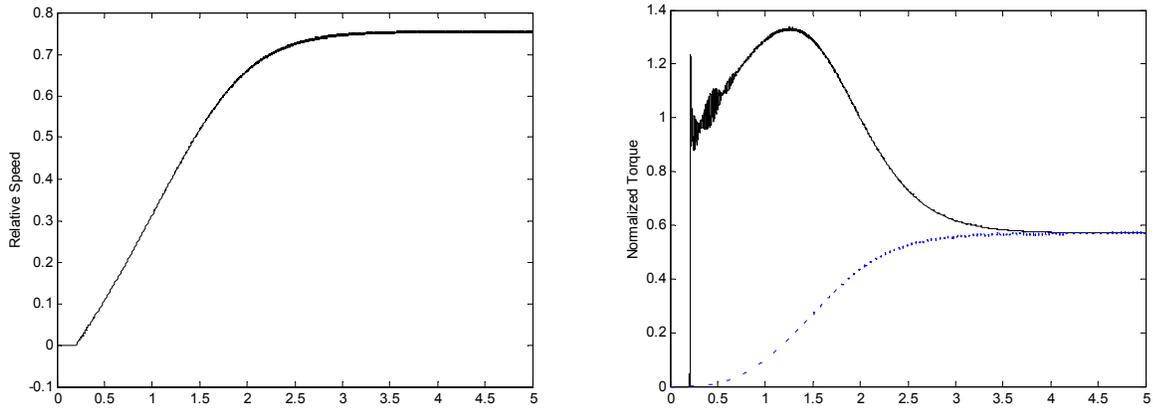


Fig. 6.1.11 Rampa de velocidade e comportamento temporal do conjugado

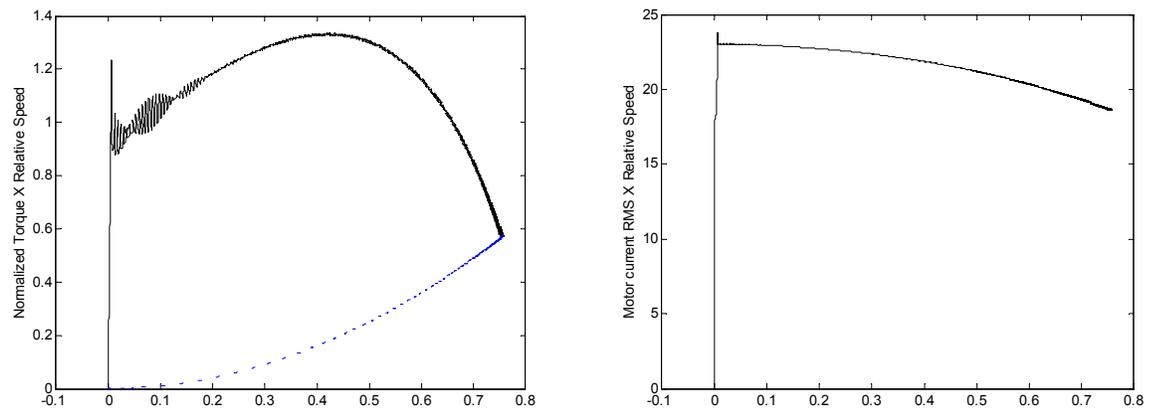


Fig. 6.1.12 Conjugados e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

### 6.1.3 ALTA CARGA

A análise para alta carga está nos gráficos seguintes:

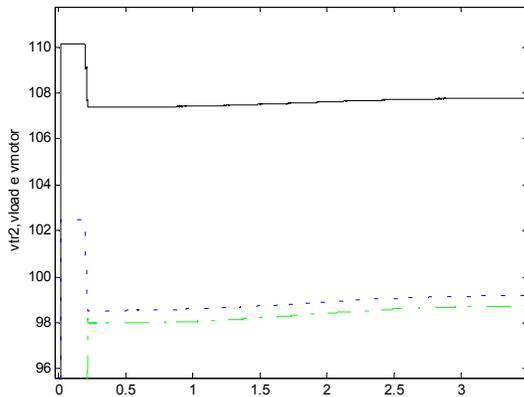


Fig. 6.1.13 Tensões da saída do transformador, na entrada da residência (Carga) e no motor

A queda de tensão para a condição de alta carga é bem mais evidente. Trabalhando no limite, as condições do transformador são nominais, ou seja, com um consumo de aproximadamente 10,7kVA a tensão de saída é de 110V. Com a inserção de mais 3,5kVA (potência aparente consumida pelo motor em regime com fase auxiliar conectada) a tensão de saída do transformador cai para 108V, ou seja, em condições residenciais é de fato imperceptível. A inclusão da rede rural em 110V, no entanto, leva a uma queda de aproximadamente 8V apenas no ramal do transformador à residência.

Nessas condições, o acionamento do motor impacta em menor quantidade, com uma queda inicial de 4V e em regime de 3V aproximado. O motor, porém, fica trabalhando em cerca de 99V<sub>RMS</sub> (figura 6.1.13)

As tensões e correntes sofrem o decaimento em suas amplitudes, da mesma forma que na transição anterior, apenas caindo de modo mais intenso (figuras 6.1.14, 6.1.15 e 6.1.16).

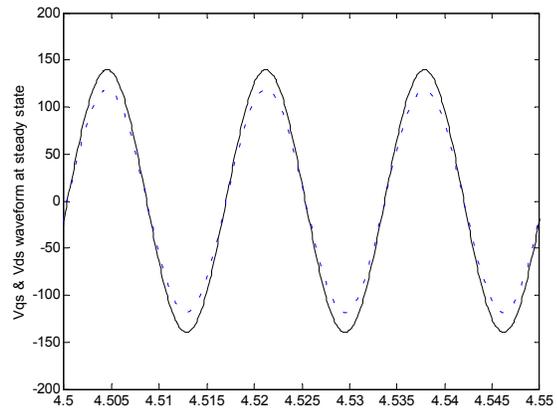
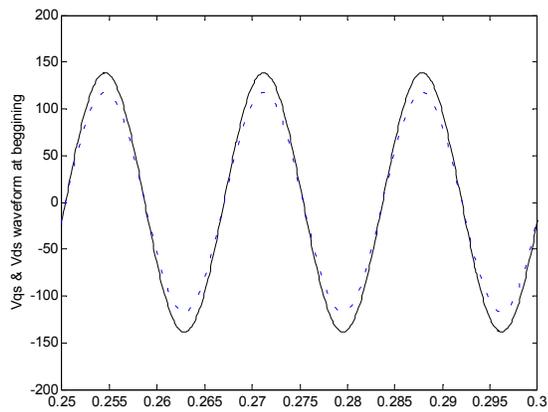


Fig. 6.1.14 Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

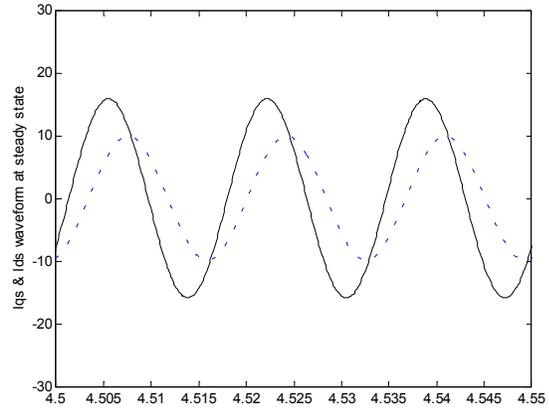
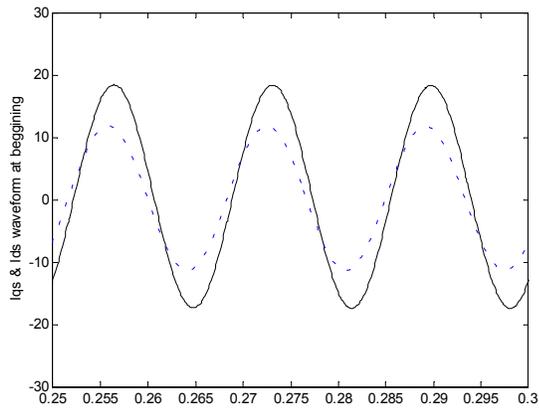


Fig. 6.1.15 Corrente nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

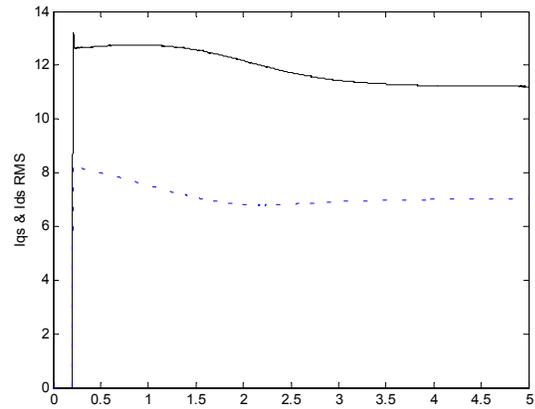
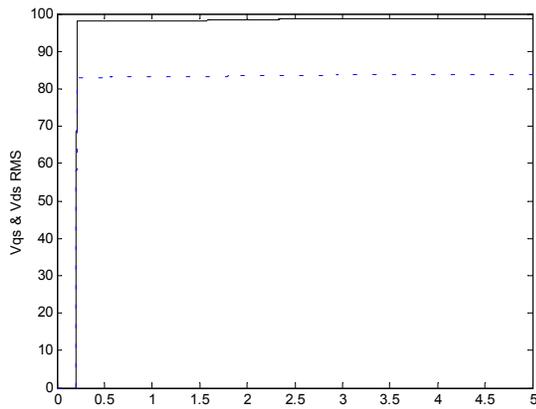


Fig. 6.1.16 Tensão e corrente RMS nos enrolamentos principal e auxiliar

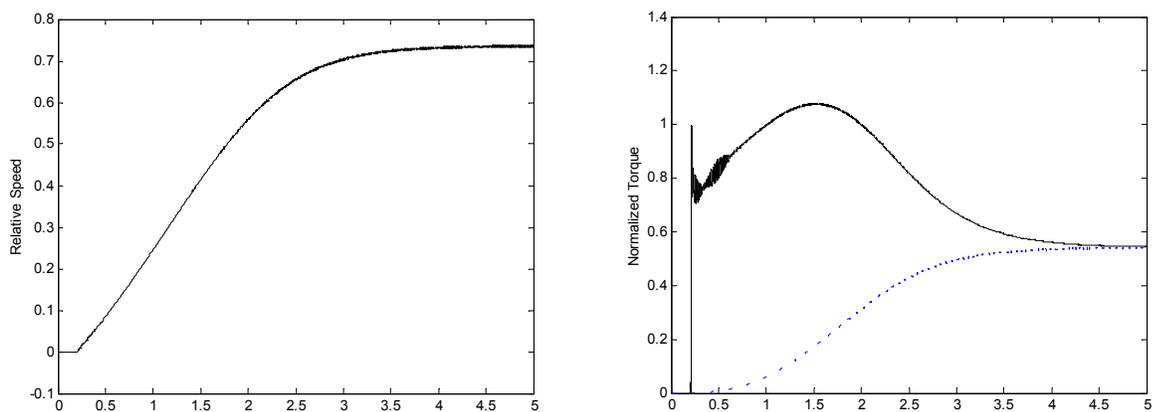


Fig. 6.1.17 Rampa de velocidade e comportamento temporal do conjugado

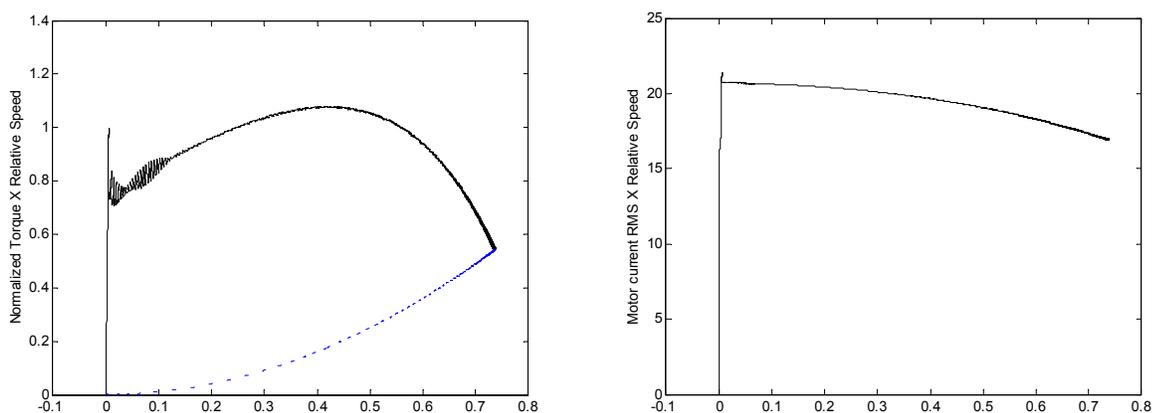


Fig. 6.1.18 Conjugados e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

A velocidade de regime é menor ainda, aproximadamente 1320RPM, e o conjugado inicial foi menor que o nominal do motor (figuras 6.1.17 e 6.1.18).

As simulações mostram o que se esperava: com o aumento das cargas as tensões no motor caem consideravelmente. Isso leva a uma menor corrente inicial e de operação, no entanto todos os parâmetros de desempenho do motor são piores.

## 6.2 CAPACITOR DE PARTIDA COM CHAVE CENTRÍFUGA

Lembra-se aqui que todas as análises são feitas para cargas associadas de média intensidade.

Este método da partida do motor monofásico é o mais usual e, de modo geral, também a mais eficaz (econômica e eficiente) dentre os métodos convencionais. O acionamento com capacitor é o método a ser substituído. Já havia sido apresentada uma solução factível [2] [3], que também é revista aqui no item 7.1.

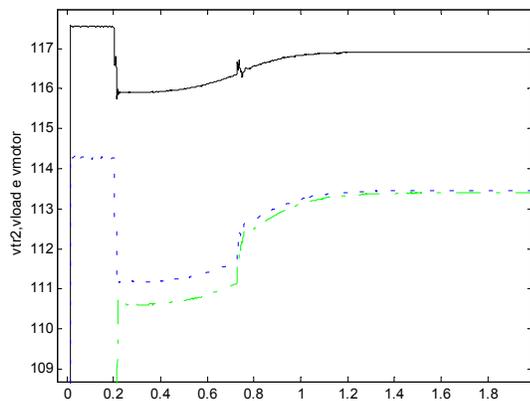


Fig. 6.2.1 Tensões da saída do transformador, na entrada da residência (Carga) e no motor

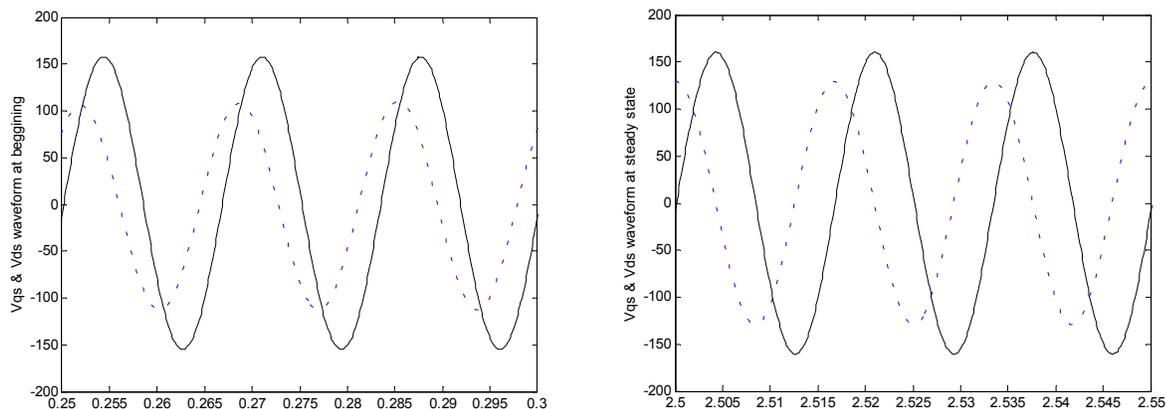


Fig. 6.2.2 Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

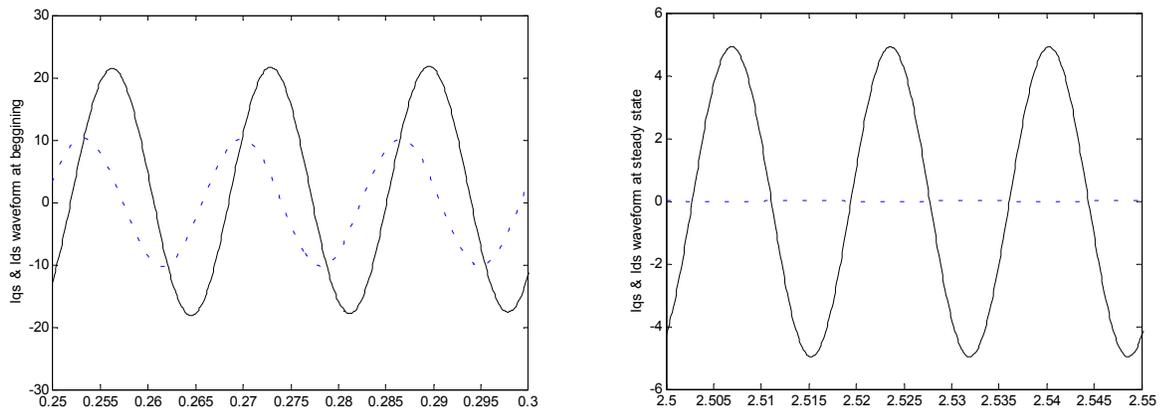


Fig. 6.2.3 Corrente nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

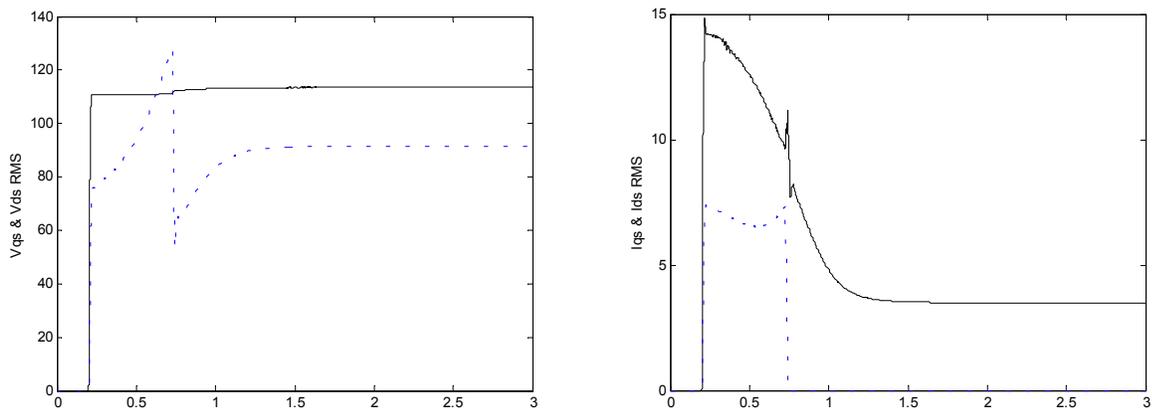


Fig. 6.2.4 Tensão e corrente RMS nos enrolamentos principal e auxiliar

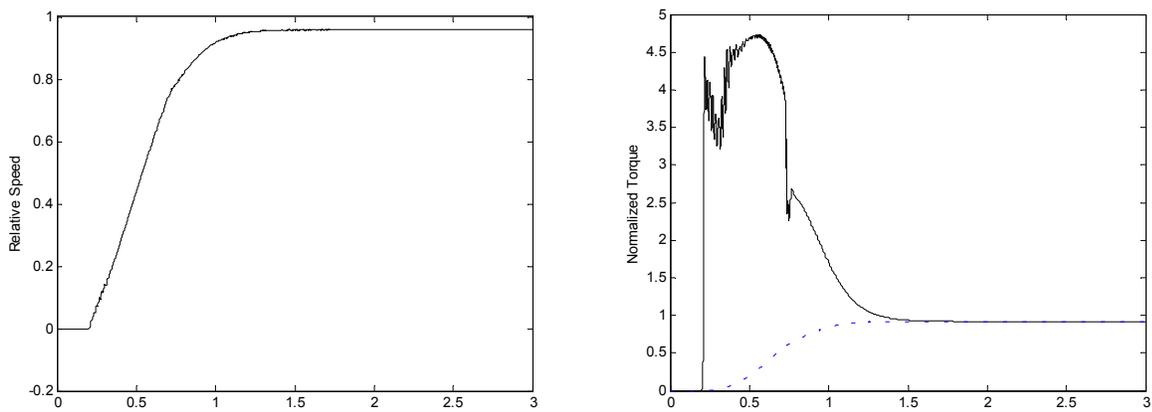


Fig. 6.2.5 Rampa de velocidade e comportamento temporal do conjugado

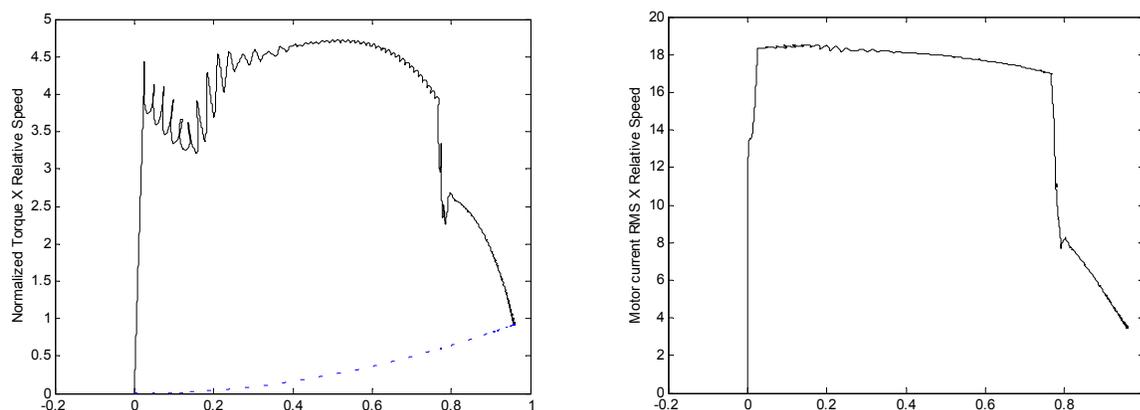


Fig. 6.2.6 Conjugados e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

Como se pode notar na figura 6.2.1, a queda de tensão no transformador é menor que para o acionamento split-phase, com apenas 2V para a média carga. Com split-phase chega a 5V. Em regime, a queda de tensão sobre a resistência é de 1V, no entanto inicialmente chega a cair  $3V_{RMS}$ , o que demonstra a necessidade de se reduzir a corrente inicial.

A abertura da chave centrífuga (aproximadamente 0,8 s) mostra uma redução substancial da queda de tensão, demonstrando a influência nociva da manutenção do enrolamento auxiliar. Isso será evidenciado no item 6.4. Pode-se notar também que tanto a tensão quanto a corrente do enrolamento auxiliar estão sempre defasados em relação ao principal, reforçando o giro e mantendo as componentes de rotação na mesma direção.

Pode-se notar que a corrente do enrolamento auxiliar é nula em regime (figura 6.2.3) e a tensão apresentada (6.2.2) é na verdade a tensão induzida pelo enrolamento auxiliar. Isto fica mais claro quando se observam continuamente no tempo seus valores RMS em ambos os enrolamentos (figura 6.2.4).

O valor de conjugado inicial foi muito mais alto que para o caso com split-phase, quase 4X o conjugado nominal. A velocidade de alcance do regime é de aproximadamente 1s (figura 6.2.5), sendo que com melhor qualidade de energia, mais rápido isto ocorre. A corrente inicial é ligeiramente menor que para o caso split-phase, reforçando suas qualidades. Em regime, o desligamento do enrolamento auxiliar reduz a corrente para níveis nominais, de aproximadamente 3,5 A (figura 6.2.6).

Em qualidade operacional, dentre os métodos convencionais este somente é superado pelo acionamento com dois capacitores, que se pode ver em seguida.

### 6.3 DOIS CAPACITORES

Esta condição de operação é, dentre os métodos convencionais, a que produz um melhor resultado operacional. É mais eficiente que o método que apenas utiliza um capacitor na partida. Aqui, ambos os enrolamentos são funcionais, e a chave centrífuga retira de operação apenas o capacitor de maior valor. Um capacitor específico mantém o enrolamento auxiliar operando em regime com a máxima eficiência.

Como se pode notar na figura 6.3.1, o impacto da carga do motor em regime para as condições de regime é praticamente imperceptível, com uma queda de aproximadamente 0,3V no transformador antes e depois do acionamento e de 0,5V na tensão residencial. A queda de tensão na partida é equivalente ao arranque com capacitor de partida, cerca 3V.

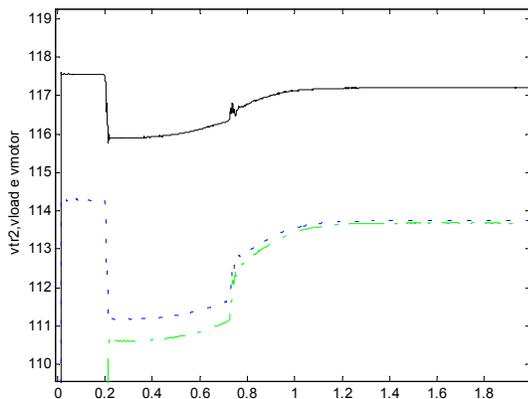


Fig. 6.3.1 Tensões da saída do transformador, na entrada da residência (Carga) e no motor

As formas de onda da tensão e das correntes, da mesma forma que no item anterior, permanecem em uma boa quadratura e na mesma direção, auxiliando o acionamento do sistema em regime (figuras 6.3.2 e 6.3.3). O valor da tensão e as correntes de estator permanecem em níveis muito baixos em regime, apesar das correntes serem relativamente elevadas no início (figuras 6.3.3 e 6.3.4).

A rapidez com que alcança a condição de regime é equivalente à do caso anterior, com a vantagem de manter uma velocidade de regime ligeiramente superior (1730RPM para o caso anterior e 1745RPM em regime para este caso, vide figuras 6.2.5 e 6.3.5). A condição de operação em regime é equivalente no que tange a conjugado, no entanto a corrente de operação é menor que a nominal, já que esta é baseada no comportamento do enrolamento principal exclusivamente. São aproximadamente 2,5 A (figura 6.3.6).

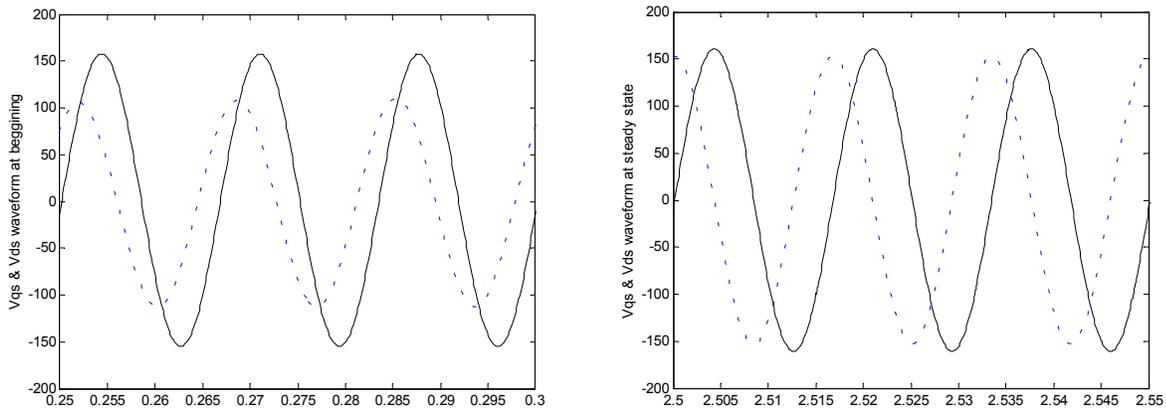


Fig. 6.3.2 Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

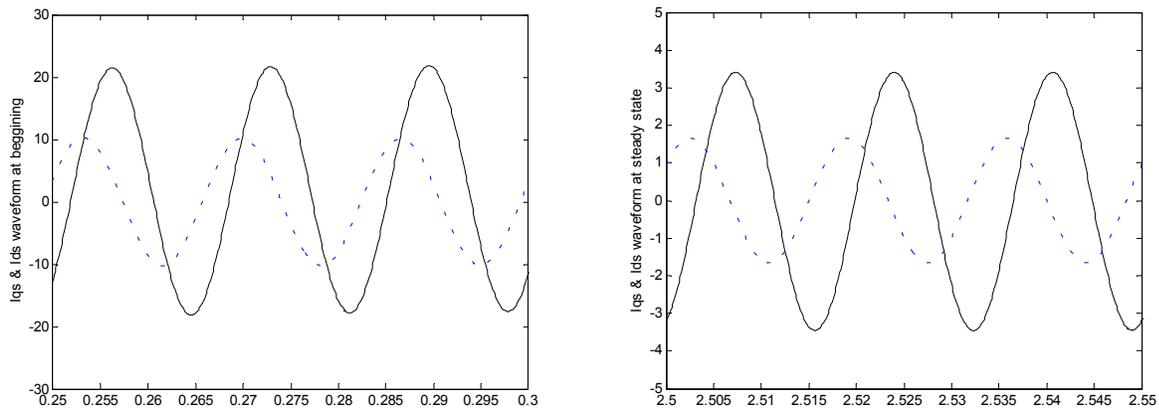


Fig. 6.3.3 Corrente nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

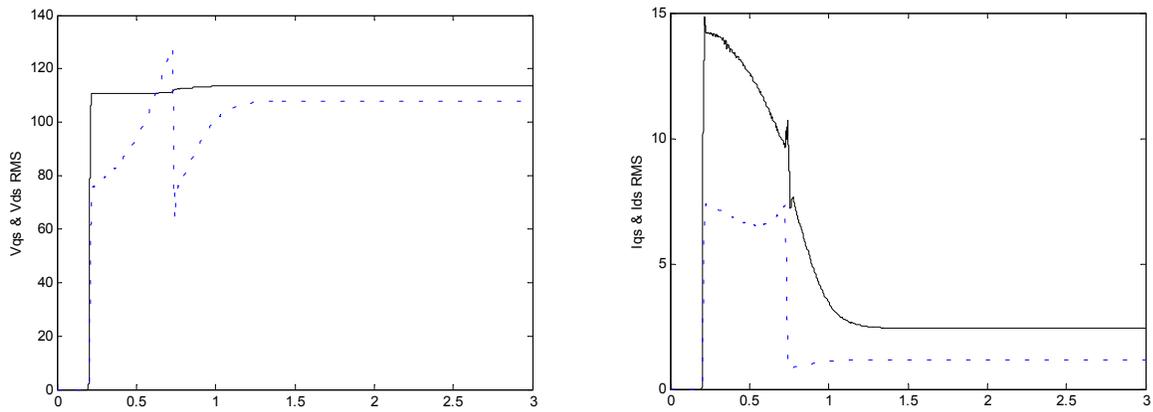


Fig. 6.3.4 Tensão e corrente RMS nos enrolamentos principal e auxiliar

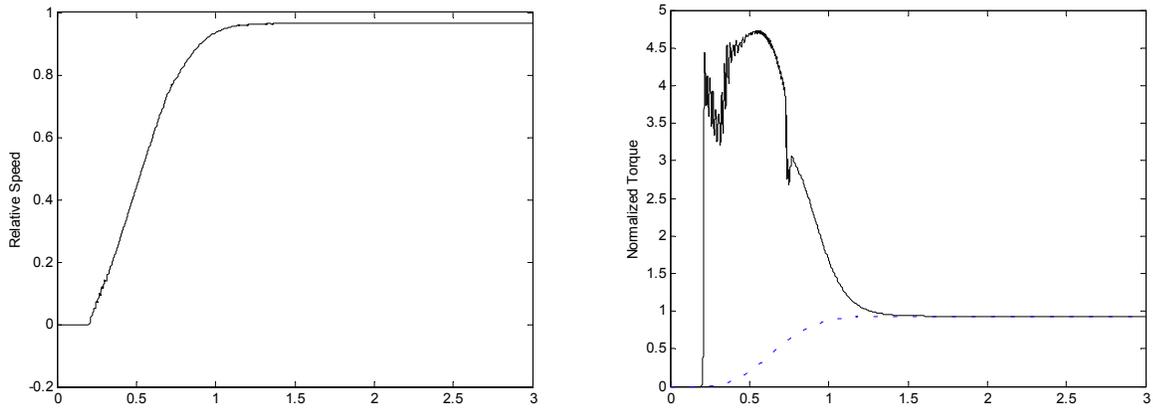


Fig. 6.3.5 Rampa de velocidade e comportamento temporal do conjugado

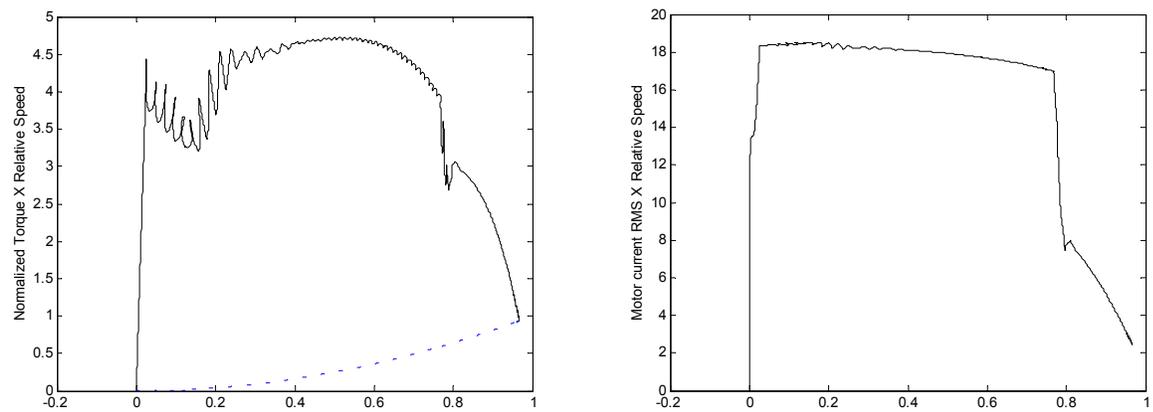


Fig. 6.3.6 Conjugados e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

## 6.4 CAPACITOR DE PARTIDA SEM CHAVE CENTRÍFUGA

Este caso possui, em regime, algumas semelhanças com o caso split-phase simulado, haja vista que o enrolamento auxiliar não é desligado. Do mesmo modo que o caso split-phase, a manutenção do enrolamento auxiliar gera redução da velocidade final do motor.

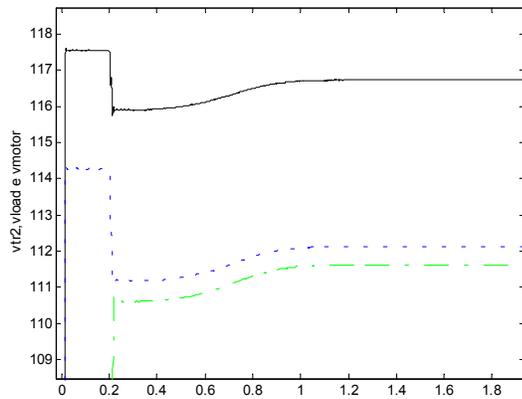


Fig. 6.4.1 Tensões da saída do transformador, na entrada da residência (Carga) e no motor

A característica de tensão é, como esperado, pior que o caso com chave centrífuga. Lá (figura 6.2.1) a queda de tensão em regime é de pouco mais de 1V, enquanto que aqui a queda é quase o dobro (figura 6.4.1). Isso evidentemente se deve à manutenção da circulação de corrente no enrolamento auxiliar que não contribui para o giro no sentido correto.

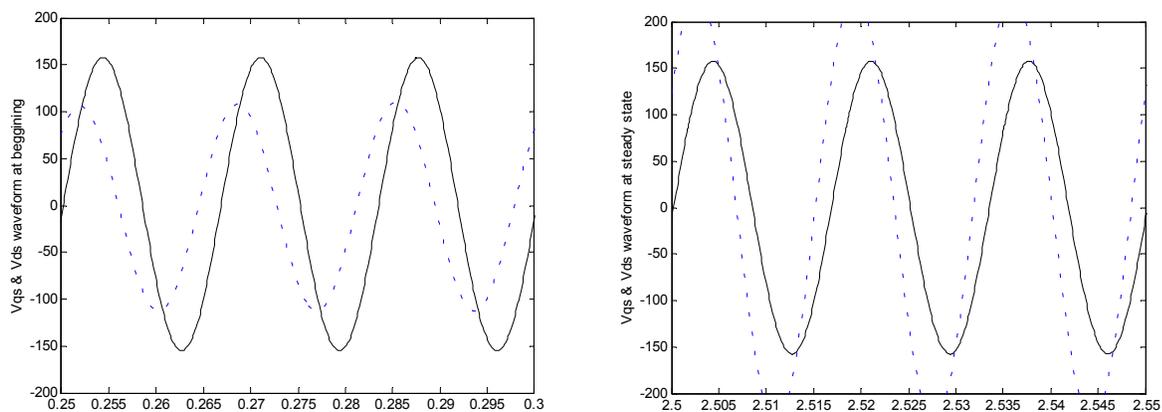


Fig. 6.4.2 Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

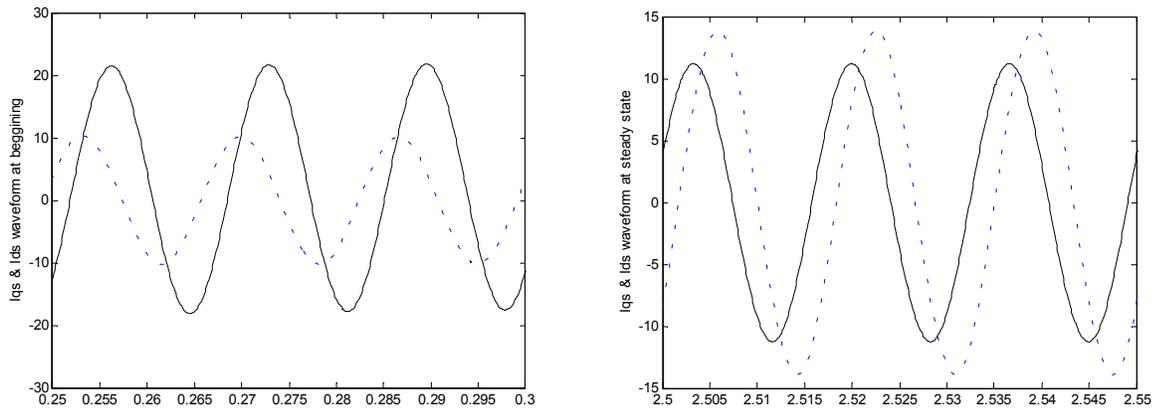


Fig. 6.4.3 Corrente nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

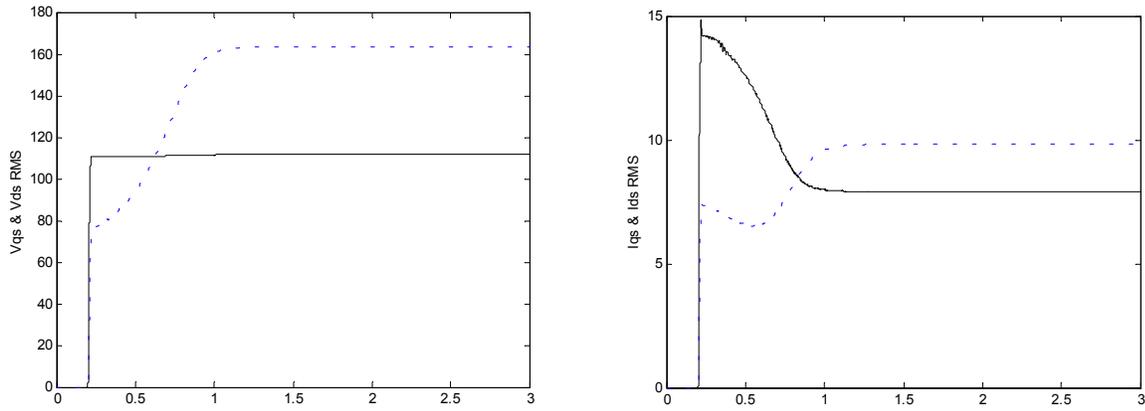


Fig. 6.4.4 Tensão e corrente RMS nos enrolamentos principal e auxiliar

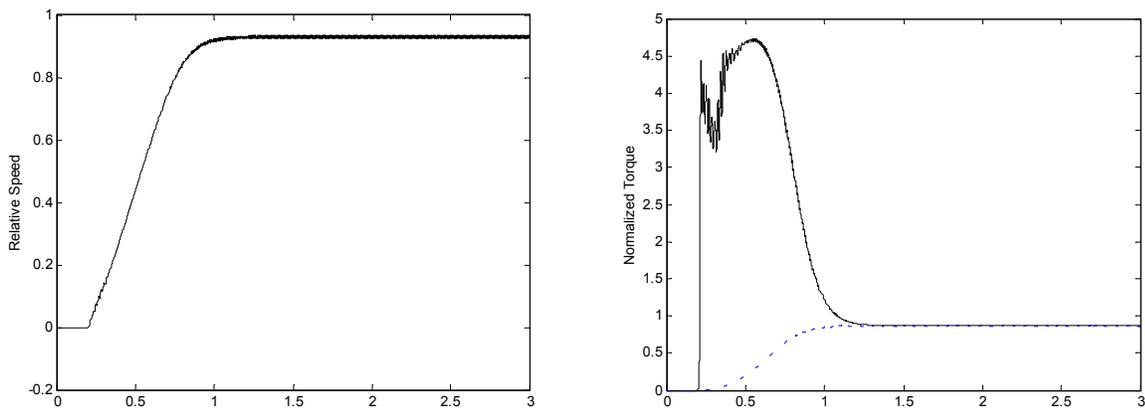


Fig. 6.4.5 Rampa de velocidade e comportamento temporal do conjugado

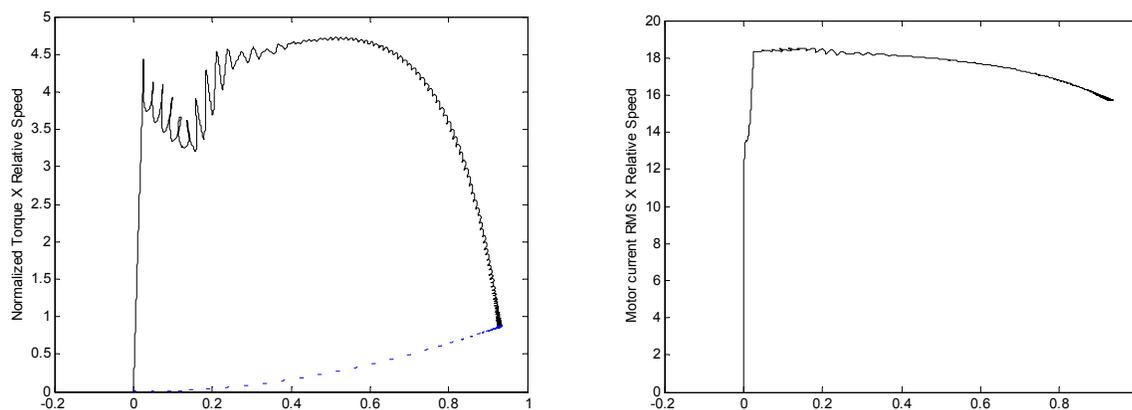


Fig. 6.4.6 Conjugados e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

De fato, como se pode notar nas figuras 6.4.2 e 6.4.3, a tensão medida sobre o enrolamento auxiliar mantém-se em quadratura, no entanto sua corrente está atrasada em um primeiro momento (contribuindo para o acionamento) e adiantada depois.

A corrente está em quadratura com a tensão porque o capacitor se torna a componente majoritária. Esse fato prejudica o desempenho do giro, fazendo com que a velocidade final seja menor que o esperado (figuras 6.4.2 e 6.4.3).

Os valores RMS mostram claramente que o comportamento do capacitor a altas velocidades leva a um incremento da amplitude da corrente e mesmo a uma certa ressonância capacitiva que aumenta o valor da tensão sobre o enrolamento auxiliar (figura 6.4.4).

A velocidade estabiliza em aproximadamente 1680 RPM, um escorregamento de 7%, que seria eventualmente tolerável se a corrente drenada da fonte não fosse tão alta, cerca de 16A em regime. O conjugado inicial é tão alto quanto o caso anterior, e o tempo de resposta é praticamente igual ao do acionamento com capacitor com chave centrífuga.

De fato observa-se que, com certas alterações construtivas para não aquecer e operar com correntes mais altas, usa-se este tipo de motor em algumas aplicações (Motores bifásicos com alimentação monofásica fabricados pela GE e pela FASCO de ½HP, 480V e 1625RPM acionando ventiladores foram vistos em conversores de frequência).

## 6.5 PARTIDA COM CAPACITOR PERMANENTE

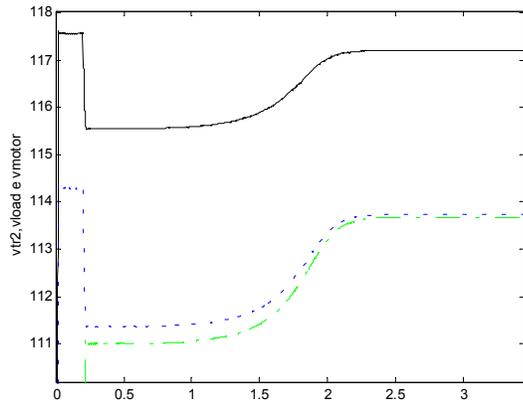


Fig. 6.5.1 Tensões da saída do transformador, na entrada da residência (Carga) e no motor

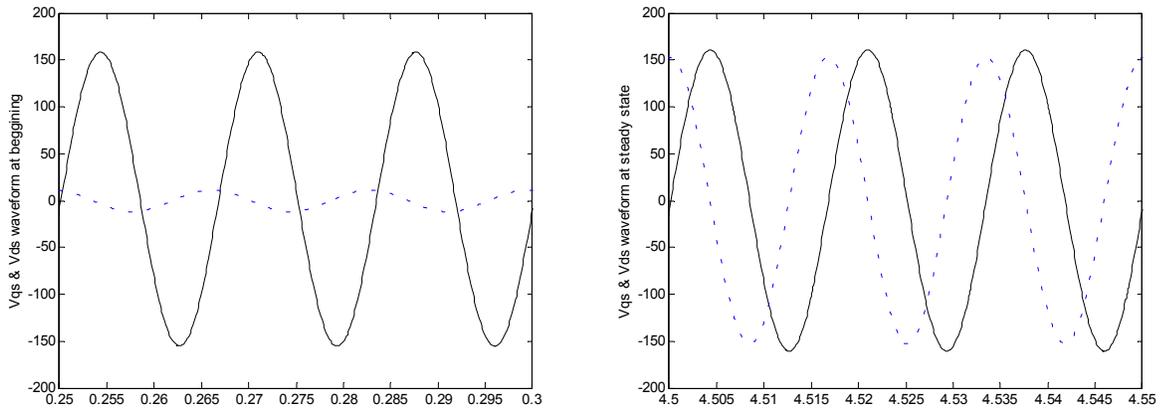


Fig. 6.5.2 Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

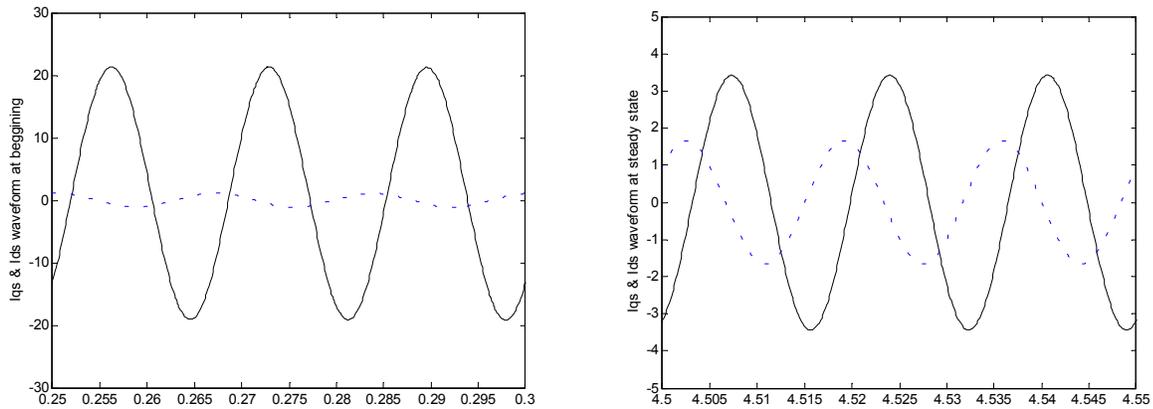


Fig. 6.5.3 Corrente nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

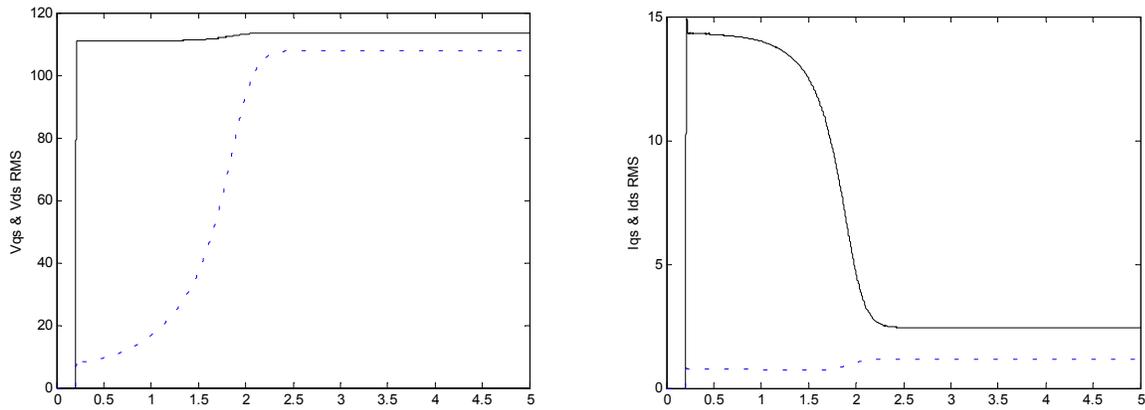


Fig. 6.5.4 Tensão e corrente RMS nos enrolamentos principal e auxiliar

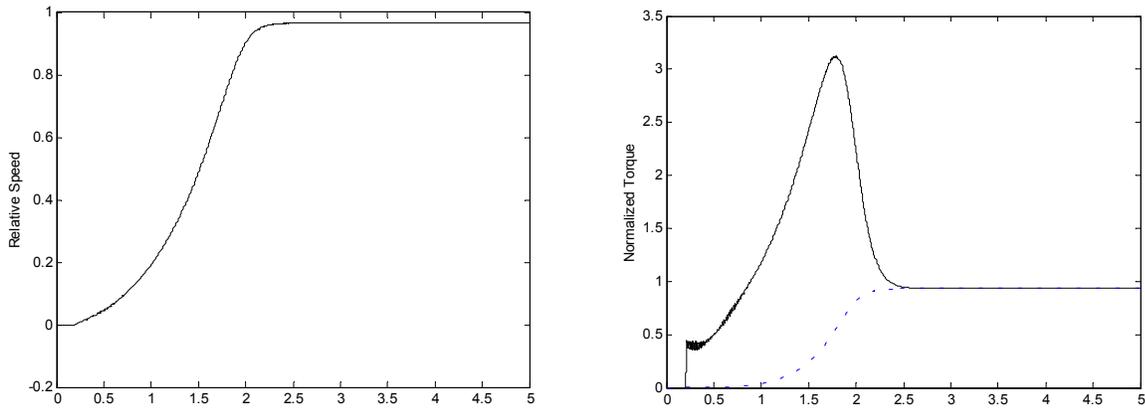


Fig. 6.5.5 Rampa de velocidade e comportamento temporal do conjugado

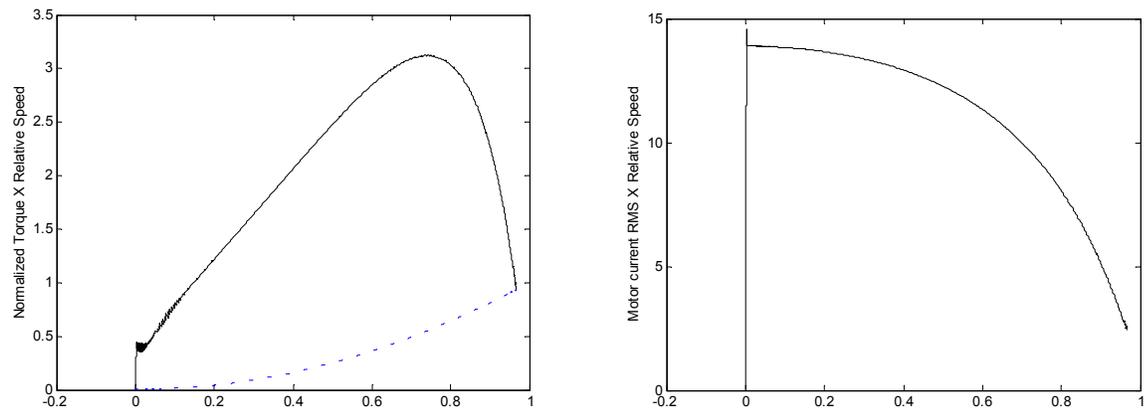


Fig. 6.5.6 Conjugados e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

Este método de acionamento é, de certa forma, a complementação do explicado anteriormente. A queda de tensão inicial é a menor até o presente instante (figura 6.5.1), o que é bom, no entanto este método não proporciona uma partida confiável. Aqui, mostra-se que o capacitor que oferece um desempenho otimizado em regime não proporciona um conjugado inicial alto o suficiente para acionar alguns tipos de carga.

Como se vê nas figuras 6.5.2 e 6.5.3, a tensão e a corrente nos instantes iniciais são pequenos quando comparados ao valor do enrolamento principal. Em regime as condições se normalizam, da mesma forma que no caso com dois capacitores.

O que se afirma pode ser confirmado mais claramente pelo comportamento contínuo mostrado na figura 6.5.4. O grande platô de alta corrente no enrolamento principal prejudica o desempenho do sistema e mantém a tensão no enrolamento principal muito baixa (figura 6.5.5).

A rampa de velocidade, por conseguinte, é muito lenta (cerca de 2 segundos) e o conjugado inicial é menor que o valor nominal de 1N.m (figuras 6.5.5 e 6.5.6).

## 7 MÉTODOS ELETRÔNICOS DE PARTIDA

Os métodos eletrônicos de partida utilizam circuitos da eletrônica de potência para efetuar um controle do sinal de tensão de alimentação da máquina, seja em cada enrolamento separadamente, seja em ambos os enrolamentos. Exceto se houver informação em contrário, o termo inglês *Load* significa ambos os enrolamentos do motor, e a máquina permanece com capacitor de partida e chave centrífuga.

De modo similar às simulações dos métodos convencionais, o comportamento do motor vai variar de modo previsível com a variação da carga associada à rede, havendo uma redução no conjugado inicial e na corrente de partida para maiores cargas na rede, já que estas geram uma queda de tensão acentuada. A carga mecânica também será proporcional ao quadrado da velocidade relativa, considerando o valor nominal de 1N.m para o motor. Neste tópico analisam-se todos os métodos com os parâmetros do motor segundo a tabela *psph1.m*.

A contribuição da tese reside no item 7.6, o circuito duplo dimmer. Este método de partida se configura como uma solução factível e prática que reduz a alta corrente de partida do motor estudado sem prejudicar sobremaneira o conjugado inicial.

A seleção dos métodos se baseou nos circuitos mais usuais da eletrônica que já tenham sido aplicados ou sugeridos. Em especial, foram utilizados os circuitos demonstrados nas referências [20] e [9], com adaptações para os sistemas simulados. Em cada método avaliado explica-se o funcionamento do circuito de controle para facilitar a compreensão e a futura implementação.

### 7.1 CASO DIMMER SIMPLES

O circuito dimmer simples é o resultado final de 2 anos de iniciações científicas sobre o motor monofásico [1] [2][3][4], e utiliza um circuito recortador Dimmer para alimentar somente o enrolamento auxiliar. O fato de haver uma corrente recortada permite indicar diretamente que a redução no conjugado inicial também é acompanhada de uma redução efetiva na corrente de partida drenada pelo conjunto. Apesar deste método possuir a vantagem de abrir mão da chave centrífuga e propiciar uma quadratura inicial na partida, i.e., um conjugado maior que a partida split-phase, a corrente de partida permanece alta.

Nesta configuração inicial, os testes serão feitos com base nos resultados já obtidos em simulações anteriores [1], em que o dispositivo ativo Triac foi emulado por uma lógica aproximada de chaves do tipo *switches*, somente adicionando o modelo da rede. No item 7.2 repete-se a simulação do mesmo circuito, utilizando desta vez o sistema de blocos Power System Blockset do Simulink, para manter a uniformidade do controle e um melhor modelamento do componente ativo.

Conforme foi implementado na prática, pode-se comparar o comportamento do mesmo circuito com e sem desligamento automático.

De modo geral, o comportamento do sistema guarda muitas semelhanças com o acionamento split-phase, com uma pequena redução na amplitude da corrente e um pequeno aumento de conjugado inicial (melhor quadratura). A manutenção do enrolamento auxiliar, por sua vez, oferece uma resposta muito similar à da manutenção do capacitor, ou seja, pode ser mantido em operação com uma corrente menor e uma quadratura melhor. Na figura 7.1.1 é possível ver o circuito prático deste método de partida sem o capacitor de operação em regime (motores mais comuns).

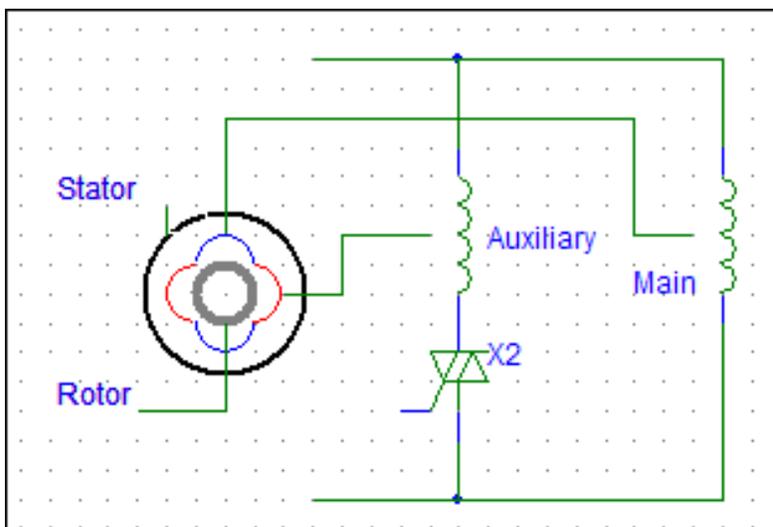


Fig. 7.1.1 Circuito Dimmer Simples

Apenas para exemplificar, pode-se observar na figura 7.1.2 a queda de tensão de aproximadamente 4V no início e de 2,5V em regime.

As condições das formas de onda de tensão e corrente mantêm um comportamento praticamente neutro, com uma angulação aproximada de pouco mais de  $50^\circ$  no princípio e de  $180^\circ$  quando em regime (figuras 7.1.3 e 7.1.4), concordando com nossos experimentos práticos [3] porém em desacordo com resultados obtidos em outras pesquisas [18], a qual afirma que o enrolamento auxiliar desliga sozinho nas proximidades da rotação síncrona.

Pode-se observar que os níveis de corrente e tensão do enrolamento auxiliar, sem desligamento, são praticamente estáveis (figura 7.1.5). A rampa de velocidade é relativamente lenta, 2 segundos, mas o conjugado inicial de aproximadamente 1N.m é suficiente para obter o arranque a plena carga (figura 7.1.6). A velocidade alcança valores de aproximadamente 1500 RPM, com uma corrente de aproximadamente 13A RMS (figura 7.1.7 e 7.1.8).

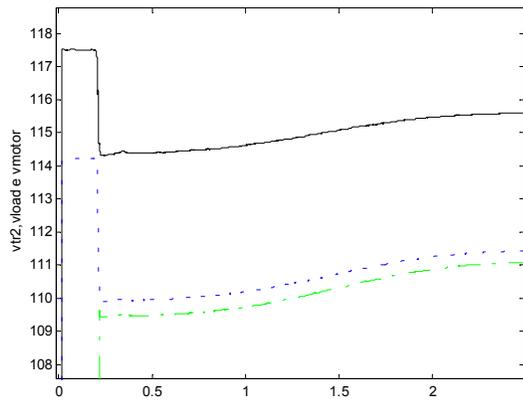


Fig. 7.1.2 Tensões da saída do transformador, na entrada da residência (Carga) e no motor

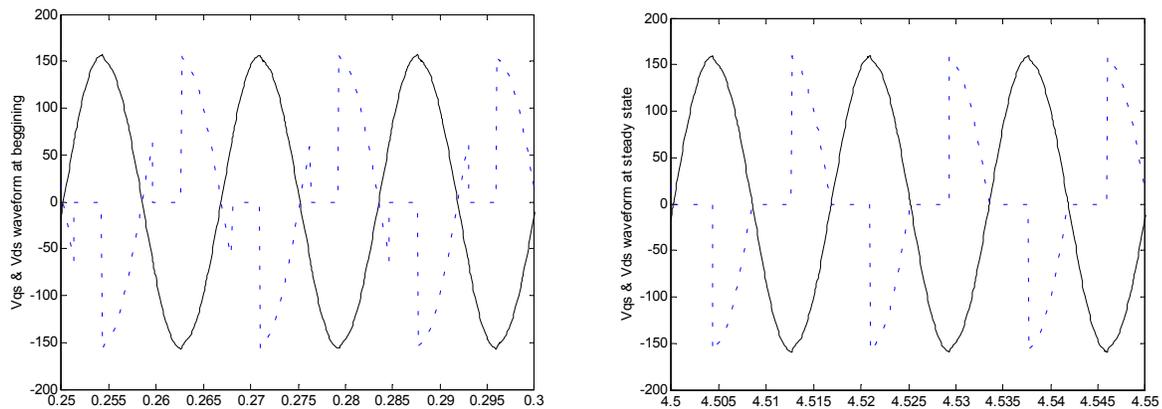


Fig. 7.1.3 Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

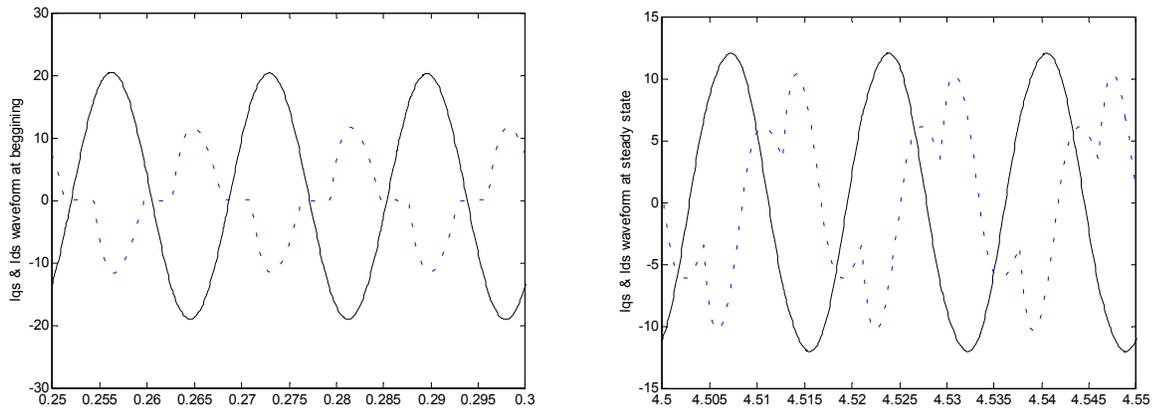


Fig. 7.1.4 Corrente nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

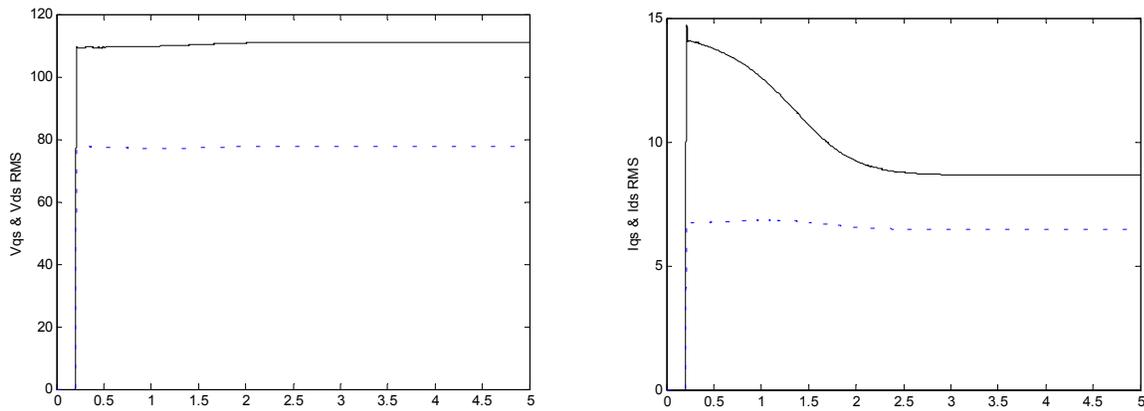


Fig. 7.1.5 Tensão e corrente RMS nos enrolamentos principal e auxiliar

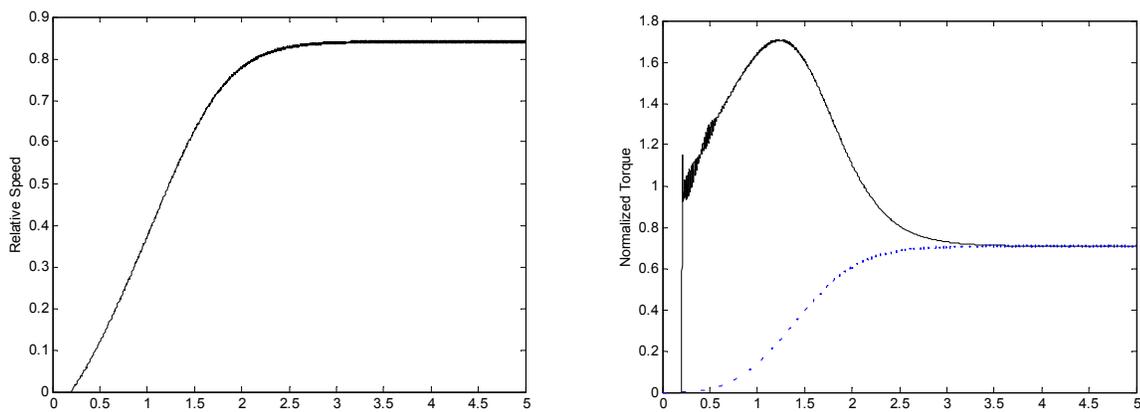


Fig. 7.1.6 Rampa de velocidade e comportamento temporal do conjugado

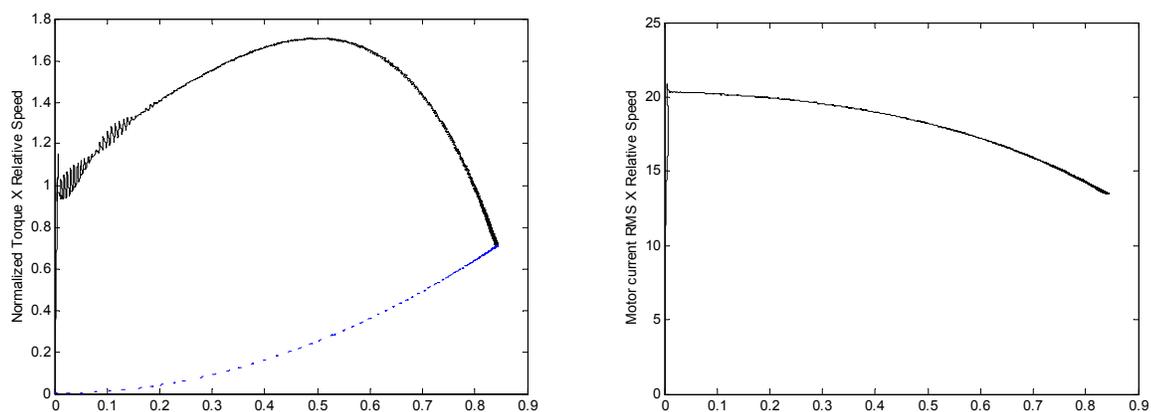


Fig. 7.1.7 Conjugados e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

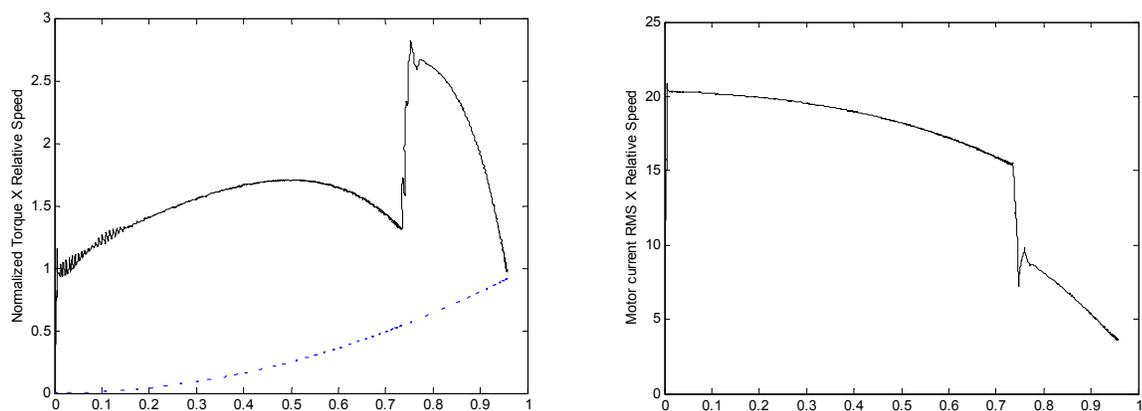


Fig. 7.1.8 Conjugados e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

Se se fizer experimentos com o mesmo sistema, apenas colocando um circuito que desligue de maneira programada, a resposta de conjugado e corrente serão conforme a figura 7.1.8.

Seria possível também incluir no mesmo sistema o capacitor, o que produziria uma associação com o conjugado inicial alto da partida a capacitor. De fato, a simulação seria ilustrativa, porém não agregaria novos fatos à análise.

## 7.2 CASO DIMMER SIMPLES – MODELO POWER SYSTEM BLOCKSET

Com a introdução do sistema, é possível efetuar um controle mais apurado da simulação, introduzindo o mesmo sistema de controle dimmer com o uso dos sistemas eletrônicos. A resposta obtida, como se poderá observar, é mais coerente com o que foi observado na prática [3]. O conjugado inicial do caso Dimmer, conforme pode ser observado na página 17 dessa referência baseado em experimentos com um motor real, é 3 vezes maior que o conjugado inicial para o arranque Split-phase, fato que a figura 7.2.6 demonstra.

### 7.2.1 DIMMER COM DESLIGAMENTO TEMPORIZADO

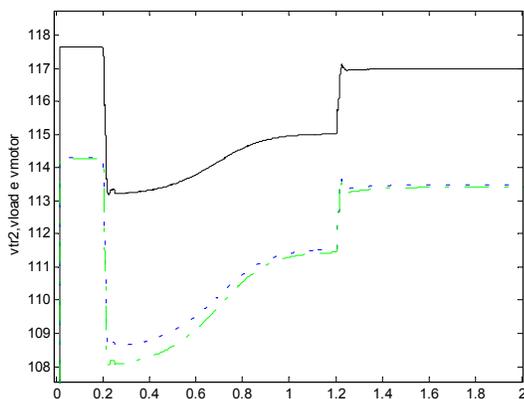


Fig. 7.2.1 Tensões da saída do transformador, na entrada da residência (Carga) e no motor

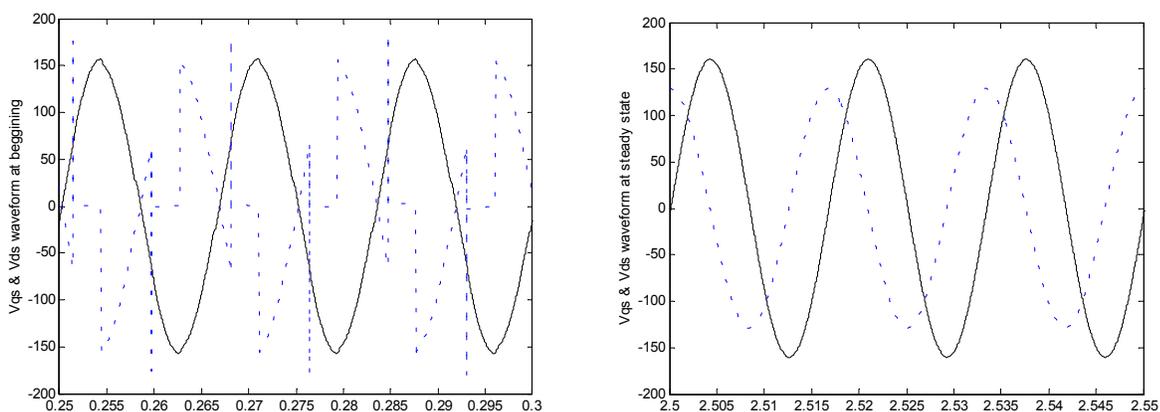


Fig. 7.2.2 Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

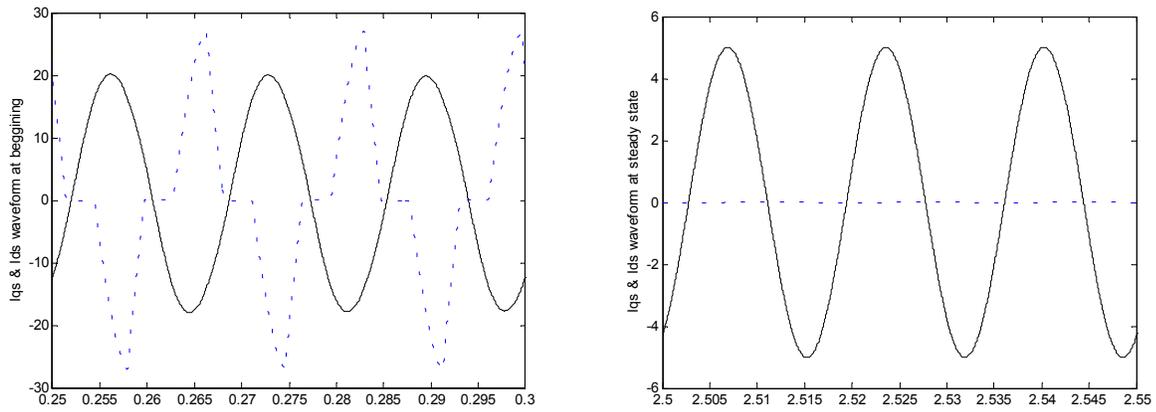


Fig. 7.2.3 Corrente nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

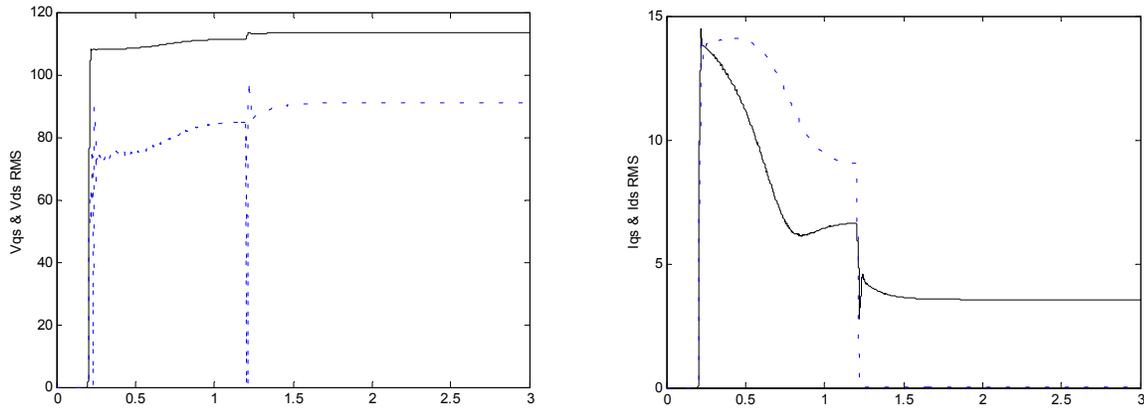


Fig. 7.2.4 Tensão e corrente RMS nos enrolamentos principal e auxiliar

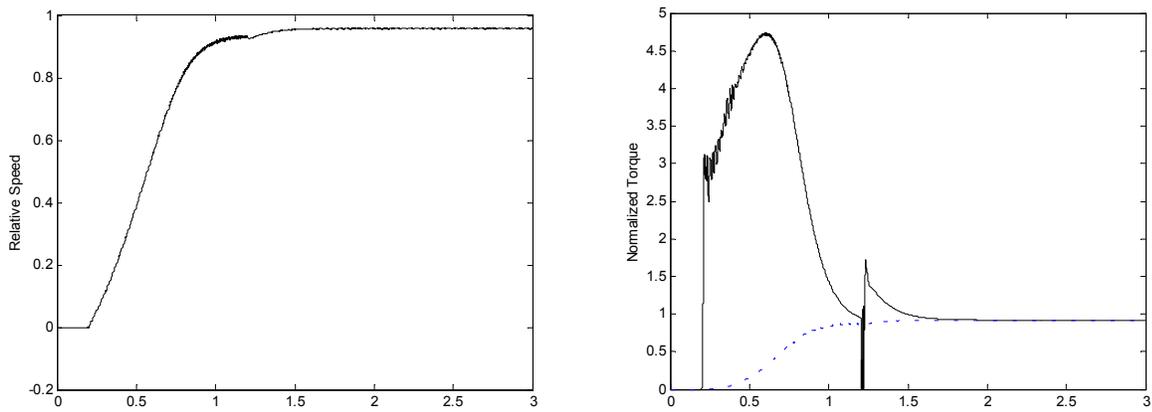


Fig. 7.2.5 Rampa de velocidade e comportamento temporal do conjugado

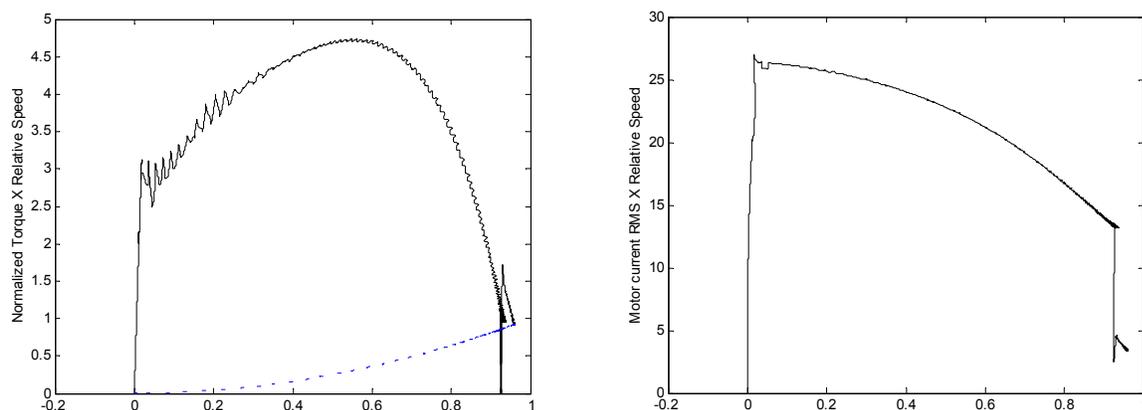


Fig. 7.2.6 Conjugados e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

A queda de tensão é de aproximadamente 5,5V, relativamente alta para uma condição inicial, no entanto a queda de tensão entre a tensão da residência e do motor é mínima em condições de regime. A quadratura inicial da corrente é muito significativa, não tão grande quanto o capacitor de partida, porém três vezes o conjugado nominal.

Apesar de sua resposta de conjugado ser muito eficiente, a corrente inicial é mais alta que o normal, cerca de 26A. O chaveamento do sinal leva à condição nominal de operação com somente o enrolamento auxiliar.

### 7.2.2 DIMMER OPERANDO EM REGIME

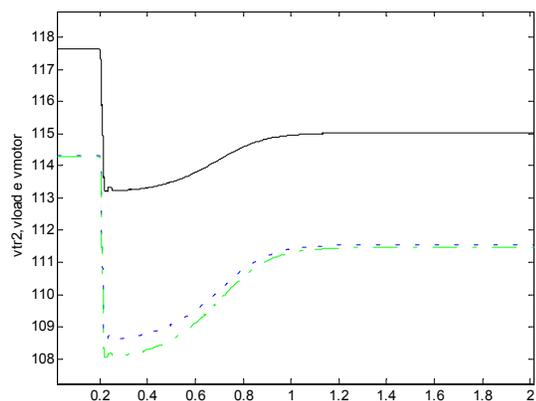


Fig. 7.2.7 Tensões da saída do transformador, na entrada da residência (Carga) e no motor

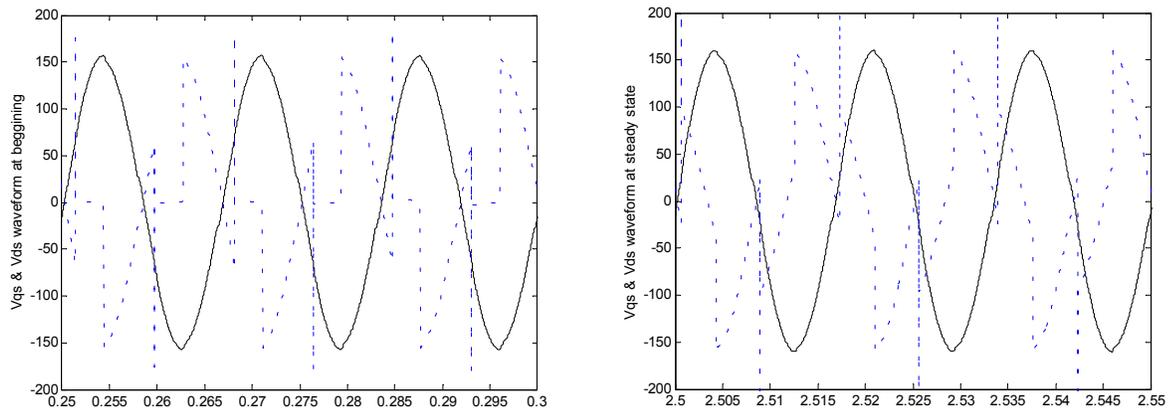


Fig. 7.2.8 Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

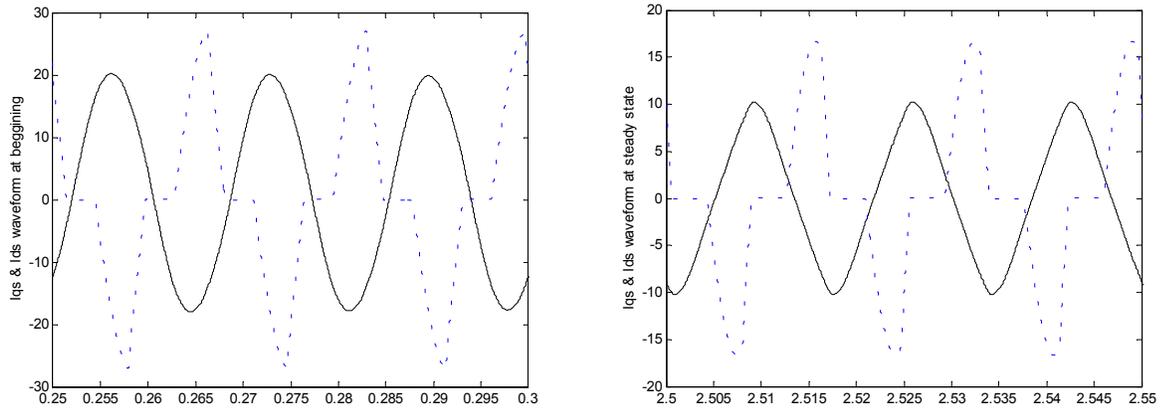


Fig. 7.2.9 Corrente nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

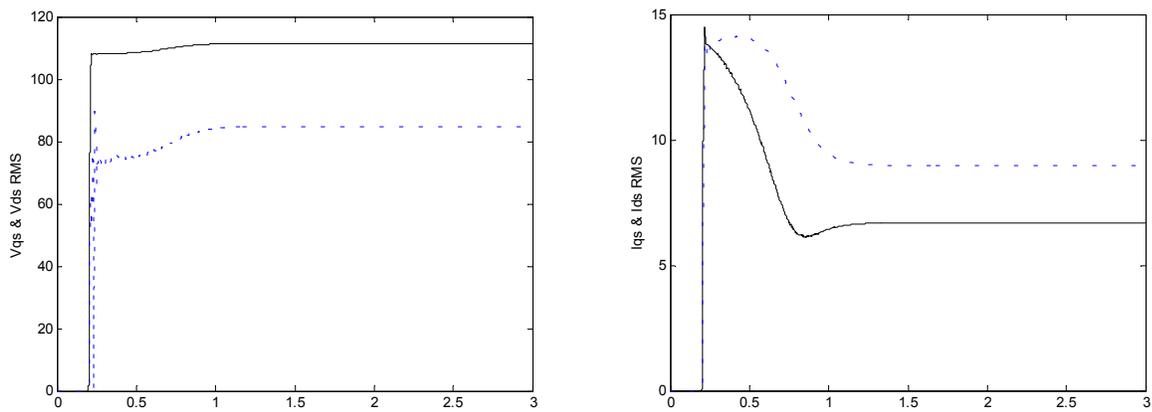


Fig. 7.2.10 Tensão e corrente RMS nos enrolamentos principal e auxiliar

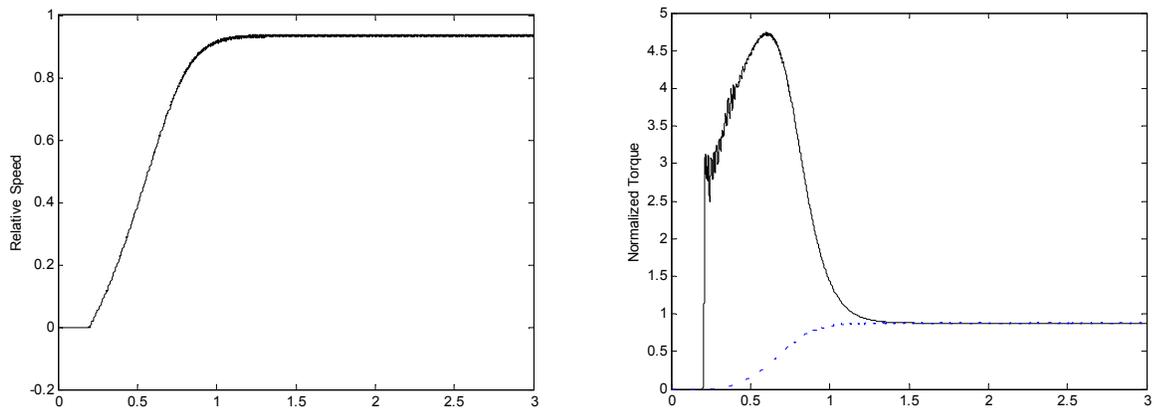


Fig. 7.2.11 Rampa de velocidade e comportamento temporal do conjugado

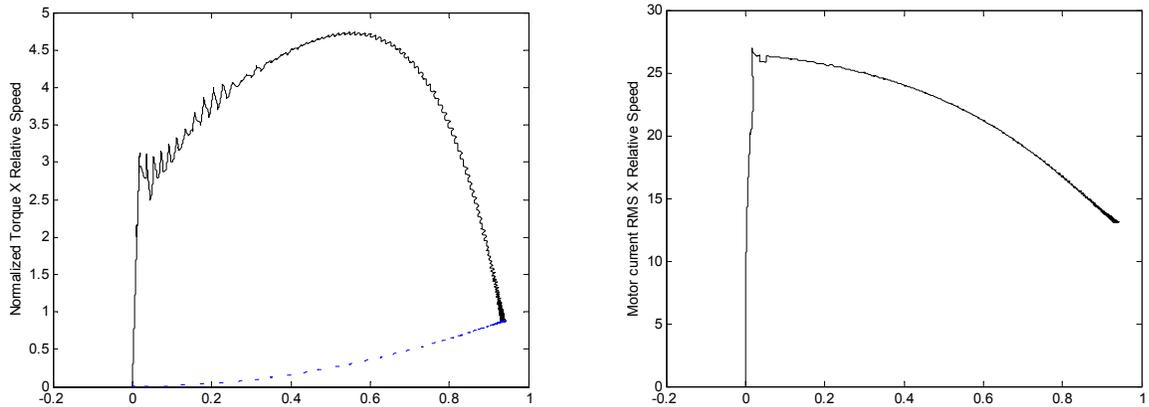


Fig. 7.2.12 Conjugados e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

O mesmo circuito sem o desligamento temporizado produz uma resposta semelhante, inclusive a resposta em regime é praticamente igual à do caso com capacitor de partida sem chave centrífuga, com corrente  $13A_{RMS}$  e velocidade de regime de 1670RPM (figuras 7.2.11 e 7.2.12).

### 7.3 AC/AC CHOPPER

Neste tipo de circuito, o controle de frequência é bastante limitado, e ainda possui o inconveniente de gerar um grupo de harmônicos muito grande na rede. Apesar do sistema de potência ser simples e a estrutura de controle poder ser facilmente desenvolvida, o comportamento de lidar com intervalos definidos de frequência torna o sistema pouco robusto e pouco flexível.

O funcionamento básico pode ser melhor explicado com a análise do circuito de potência. Informações mais apuradas, consultar a referência [9].

O circuito recebe em sua entrada um sinal senoidal na frequência de trabalho (60Hz para o Brasil). Os transistores MOSFET M1 e M2 efetuam o controle da passagem do sinal de entrada, enquanto que os transistores M3 e M4 permitem que a corrente recircule em ambos os sentidos, a depender da circulação da corrente original.

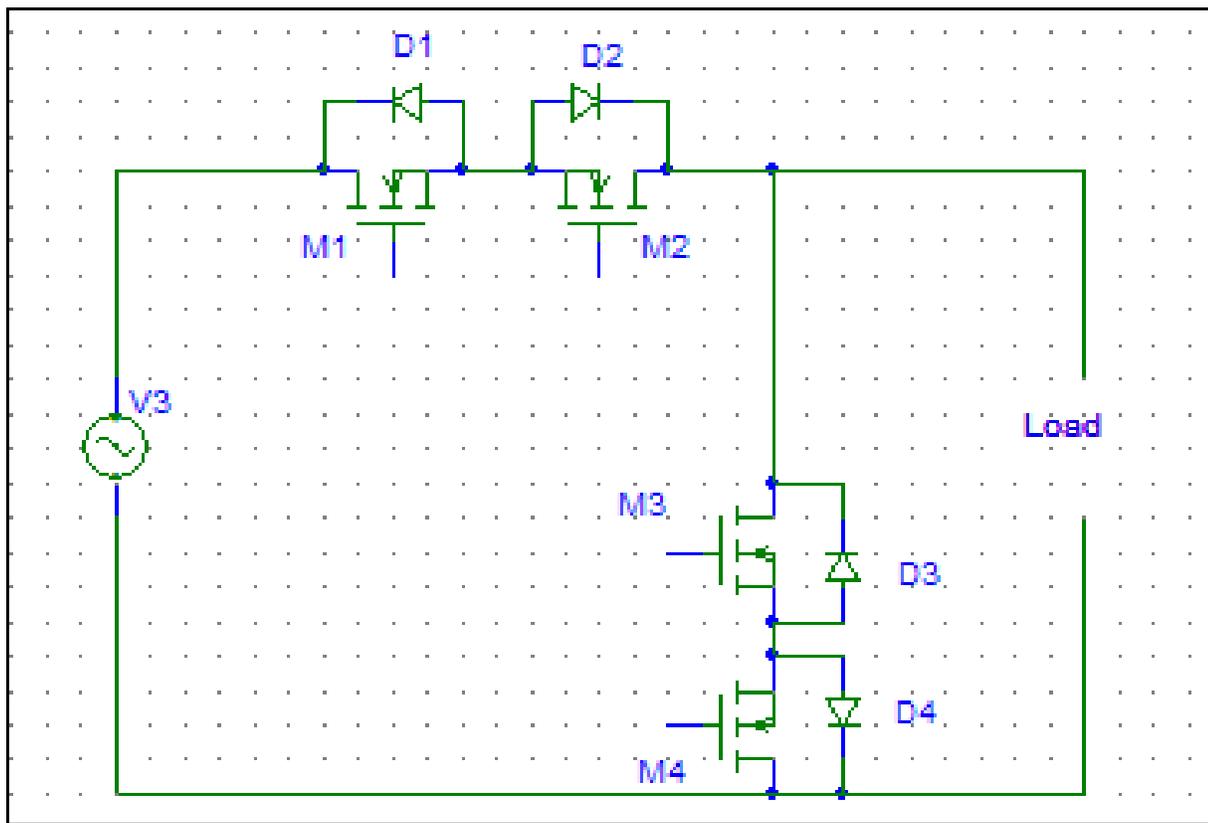


Fig. 7.3.1 – Esquemático do Circuito AC/AC chopper

Como não existe a possibilidade de inverter o sinal de entrada, as frequências ficam limitadas a valores com relação direta aos ciclos de 60Hz, como por exemplo 20Hz, 10Hz e afins. Frequências distintas podem ser alcançadas com um estudo mais apurado dos harmônicos e um fornecimento em tensão superior a nominal do motor para sofrer os recortes de tensão e direcionar o acionamento pelas harmônicas.

Como recortador de tensão, o circuito é bastante eficiente, no entanto possui uma lógica de controle bastante complexa, em 4 passos e com o uso de muitos dispositivos ativos, além de microcontroladores [26]. Pode-se tentar efetuar um sistema PWM com o sinal básico senoidal, cuja maior finalidade é a de reduzir a amplitude da tensão.

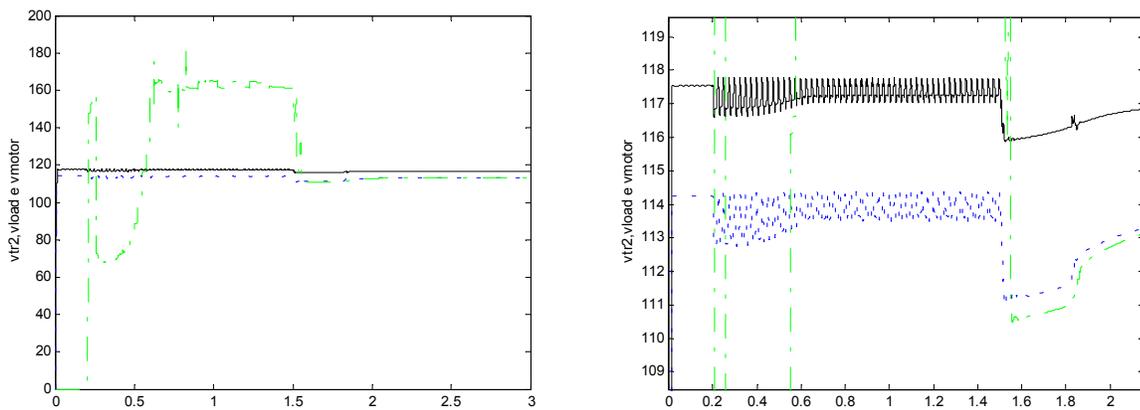


Fig. 7.3.2 Tensões da saída do transformador, na entrada da residência (Carga) e no motor

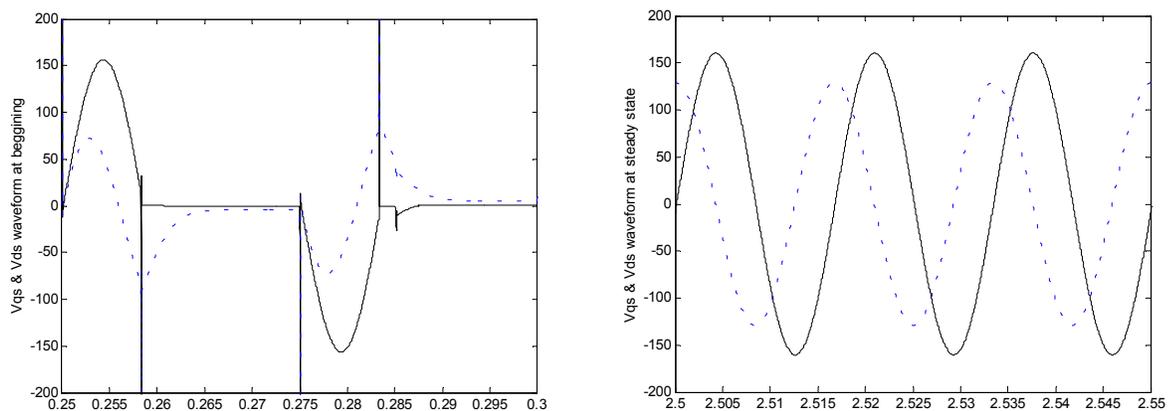


Fig. 7.3.3 Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

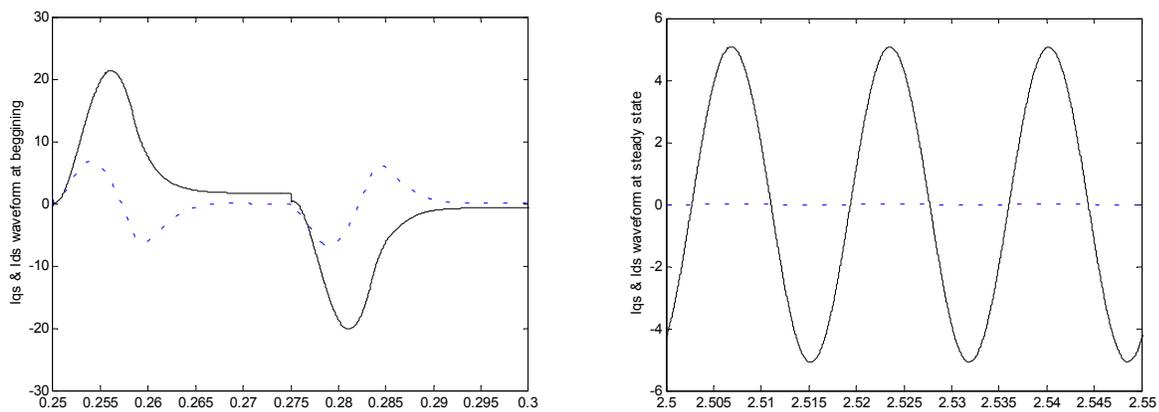


Fig. 7.3.4 Corrente nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

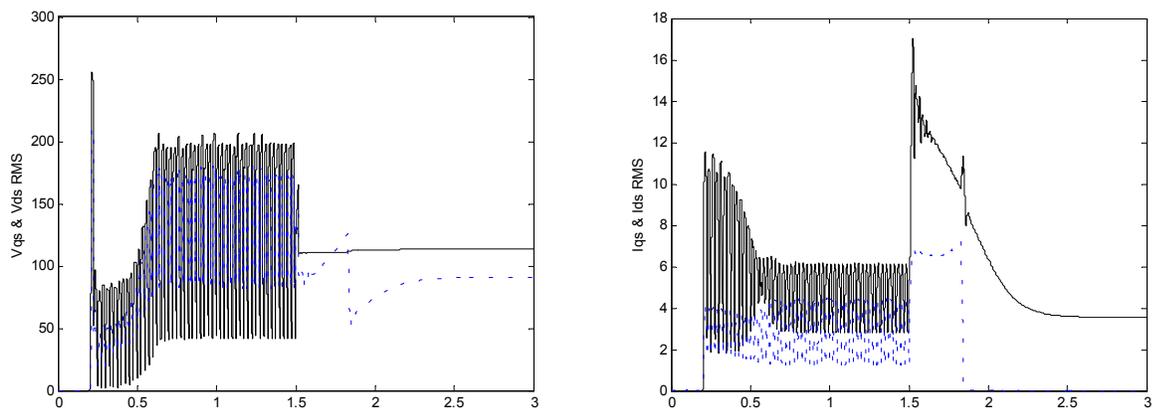


Fig. 7.3.5 Tensão e corrente RMS nos enrolamentos principal e auxiliar

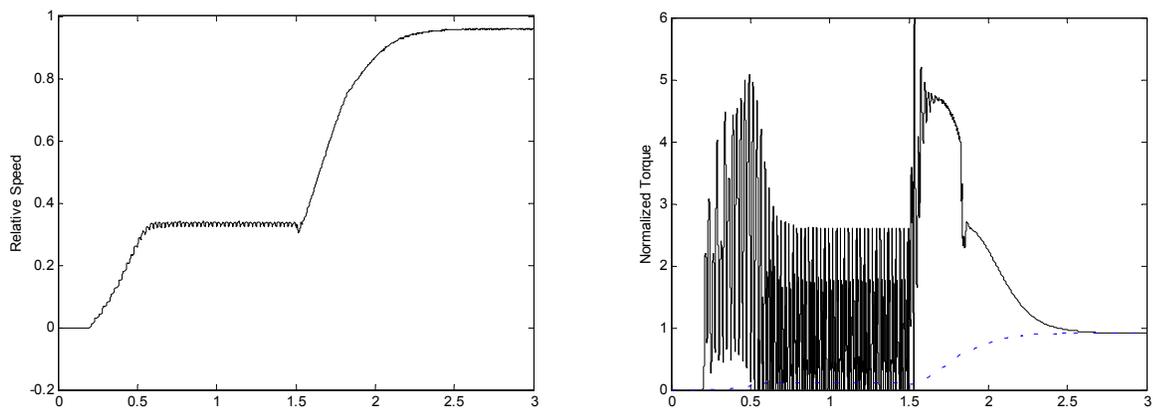


Fig. 7.3.6 Rampa de velocidade e comportamento temporal do conjugado

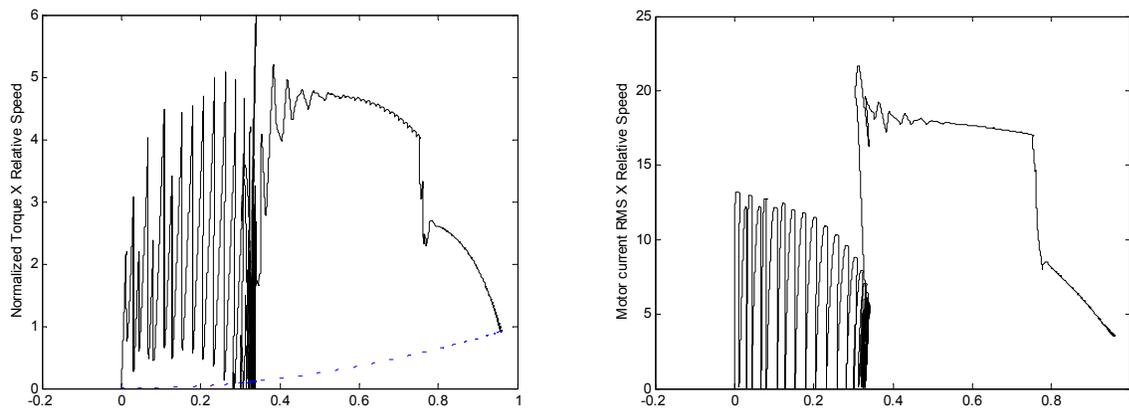


Fig. 7.3.7 Conjugados e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

Assim, a simulação foi feita como as demais, com um atraso de 0,2s no acionamento do motor, visando a possibilitar uma estabilização das cargas associadas à rede. Após 0,2s, o motor arranca com uma frequência de 20Hz com tensão reduzida e permanece nesse regime por 1,3s. Depois disso M1 e M2 são acionados continuamente, passando a funcionar como um condutor simples, e o sistema opera continuamente a 60Hz. A chave centrífuga, então, opera na velocidade ajustada.

Nos gráficos anteriores podem-se analisar os valores de desempenho e o comportamento do sistema frente à necessidade analisada. Apesar de ser eficiente como um método de redução de amplitude (não simulado), o controle complexo inviabiliza sua aplicação para os fins a que este trabalho se propõe.

## 7.4 CICLOCONVERSOR

O circuito cicloconversor é também um conversor de corrente alternada para alternada, ou seja, recebe o sinal senoidal da rede em uma frequência específica e o transforma para uma outra frequência através do uso de chaves eletrônicas. Em geral é empregado com o uso de quatro triacs ou quatro conjuntos de chaves bidirecionais com transistores e diodos, porque sua condução de corrente deve se processar em ambos os sentidos. No caso do uso de Triacs, o controle do fluxo de potência não é tão eficiente, mas o sistema possui sinais de disparo mais simples e conseqüentemente circuitos de controle também mais simples [27].

Quando se empregam transistores (figura 7.4.1) é fundamental que a condução sobre a carga seja contínua, de modo que não haja transitórios sensíveis na mudança do sentido de condução sobre carga, sob pena de danificar os dispositivos. Nesta configuração, o sistema trabalha com um espectro de frequências bastante amplo, acima e abaixo da tensão de entrada, sem, no entanto, poder controlar de modo preciso o nível de tensão aplicado. É por esse motivo que para a frequência inicial da simulação apresentada (30Hz), foi aumentada a relação tensão por frequência, o que explica o conjugado aumentado durante a aceleração.

Seu sistema de controle necessita ser bastante apurado e pontual, porque não possibilita uma transição suave como ocorre com os sistemas retificador-inversor. Os resultados obtidos por este circuito são bastante animadores, no entanto é necessário recalcular todos os parâmetros de acionamentos de cada dispositivo de controle para cada nova frequência, já que como o sinal não é CC, não basta modificar os intervalos entre chaveamentos para garantir a mudança de frequência, a seqüência de acionamento de chaves deve ser também alterada para cada nova frequência.

Na análise efetuada, foi escolhido arbitrariamente um sistema de operação em duas etapas, mais próxima da solução final que se pretende adotar para oferecer uma comparação. Inicialmente o sistema parte com 30Hz e tensão plena (tensão RMS dobrada para 30Hz, ou seja, V/f duas vezes maior que o nominal) a 0.2s de simulação, e com 0.4s de operação (0.6s da simulação) o circuito é chaveado para a frequência nominal. A chave centrífuga retira de funcionamento o enrolamento auxiliar da mesma forma que nos métodos convencionais.

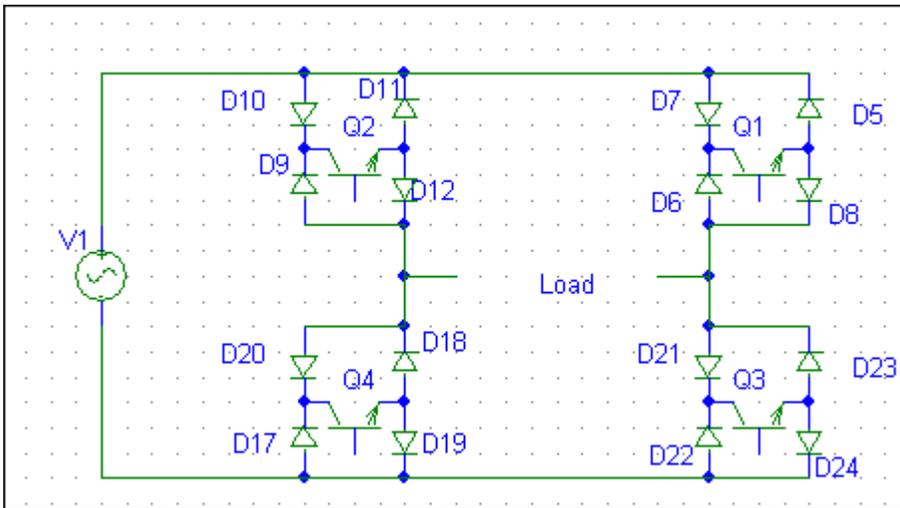


Fig. 7.4.1 Esquemático do circuito Cicloconversor

Basicamente seu controle é feito utilizando os pares Q1Q4 e Q2Q3. As quedas de tensão sobre a carga residencial são pequenas, de aproximadamente 3V no instante inicial (figura 7.4.2), um valor bastante aceitável. O segundo transitório no mesmo nível de tensão é devido ao chaveamento para 60Hz. A queda de tensão em regime mantém as características do motor monofásico operando apenas com o enrolamento principal. Na figura 7.4.3 pode-se notar o explicado anteriormente, o fato do sinal de voltagem inicial ser duas semi-ondas em seqüência do sinal de entrada provoca um aumento da relação V/f. Não seria muito difícil implementar o sistema de recirculação de corrente para manter em zero o nível da tensão em certos intervalos e garantir a relação V/f, no entanto este tema foge ao escopo do presente trabalho.

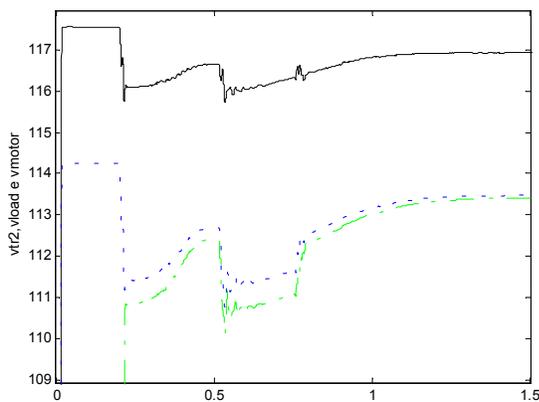


Fig. 7.4.2 Tensões da saída do transformador, na entrada da residência (Carga) e no motor

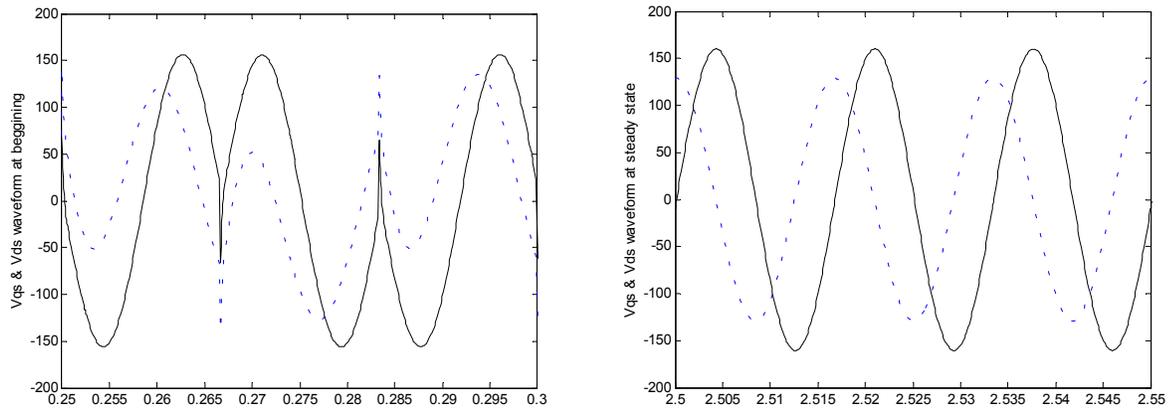


Fig. 7.4.3 Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

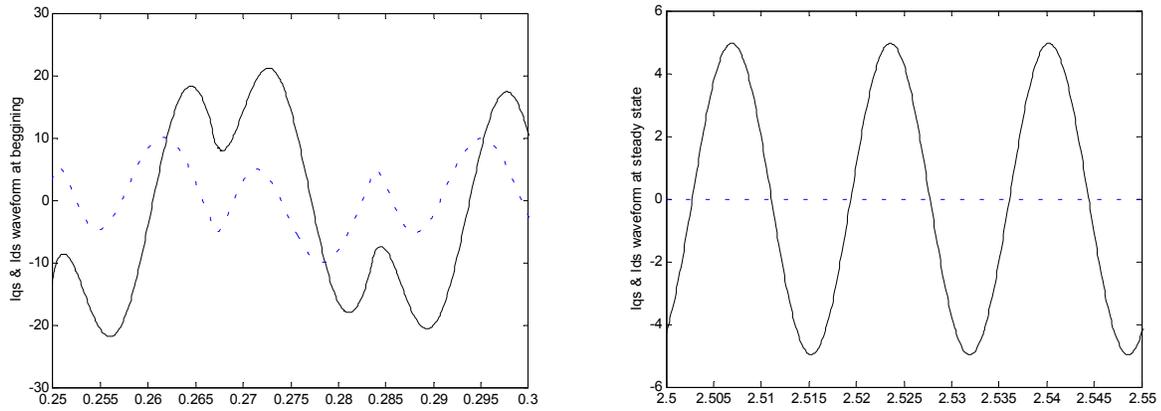


Fig. 7.4.4 Corrente nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

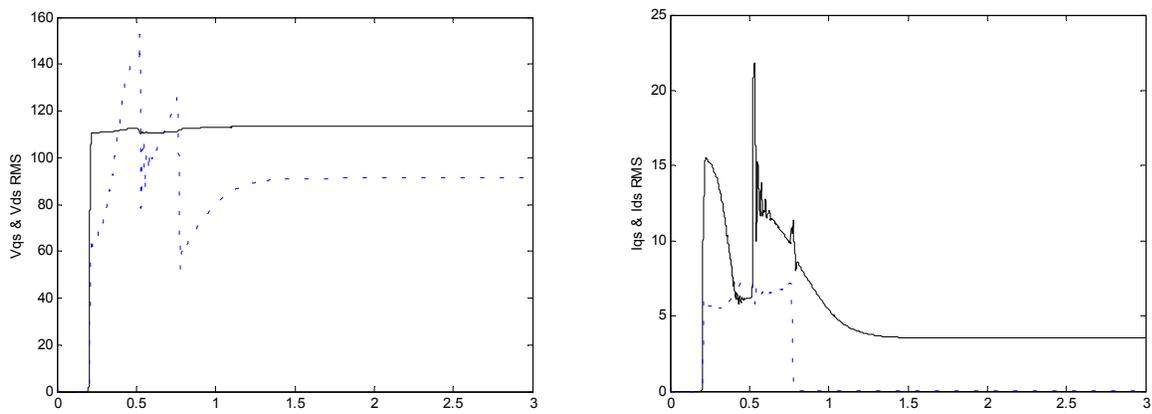


Fig. 7.4.5 Tensão e corrente RMS nos enrolamentos principal e auxiliar

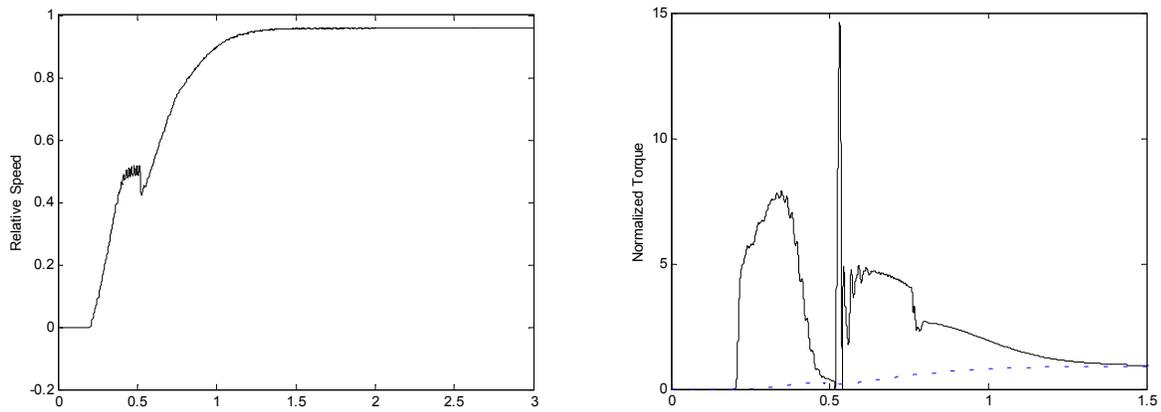


Fig. 7.4.6 Rampa de velocidade e comportamento temporal do conjugado

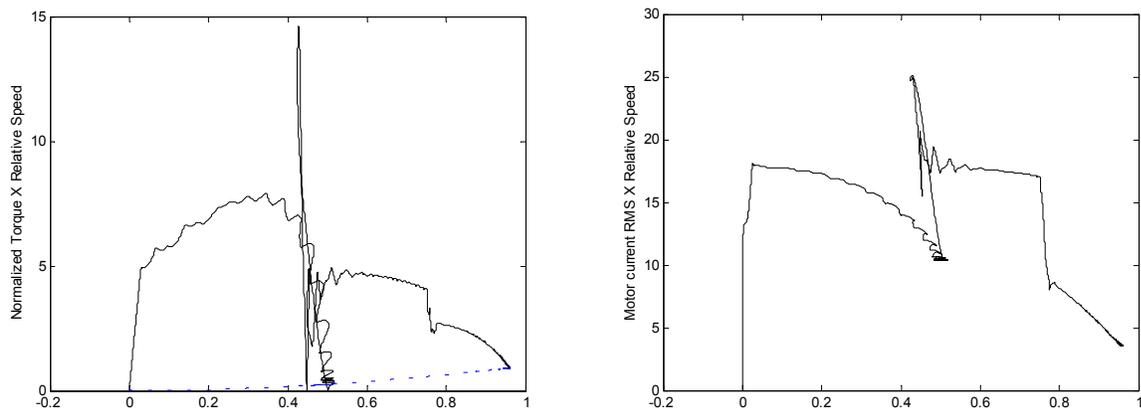


Fig. 7.4.7 Conjugados e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

## 7.5 CIRCUITO INVERSOR CONVENCIONAL

O circuito retificador-inversor em ponte é um dos elementos mais analisados e mais aplicados dos sistemas eletrônicos de potência. O circuito processa o sinal senoidal monofásico com um retificador – geralmente não controlado, mas é possível utilizar tiristores ao invés de diodos – e uma saída CC é estabilizada (*ripple* reduzido) por um circuito passa-baixas capacitivo ou LC. Esta saída estabilizada é então controlada através dos sinais de gate de uma ponte de transistores – normalmente IGBTs nos sistemas mais modernos – para gerar um sinal de frequência variável à carga (figura 7.5.1).

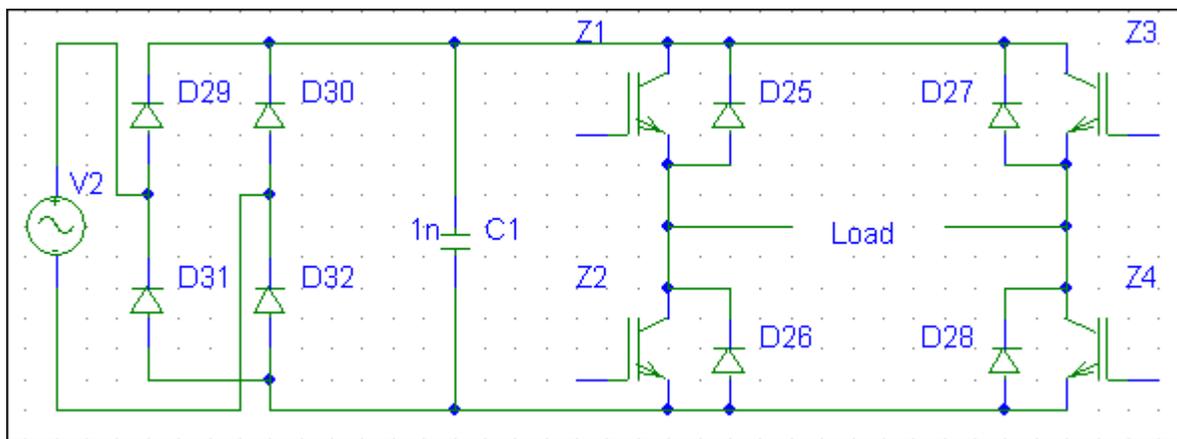


Fig. 7.5.1 – Esquemático do circuito retificador-inversor em ponte

Neste trabalho comparam-se os três sinais de saída mais comuns são: PWM sem filtro, geralmente aplicado para equipamentos com cabos curtos em que a distorção harmônica do sinal de saída não prejudica outros sinais e não há riscos do efeito de reflexão de ondas; PWM com filtro, sinal similar ao anterior, que exige um filtro indutivo-capacitivo entre o circuito e a carga; e o sinal de onda quadrada, padrão anterior ao surgimento do PWM com alta taxa de distorção harmônica mas bastante robustez e mais indicado para cargas distantes do variador – a impedância do cabo efetua a tarefa de atenuar a distorção do sinal. Não foi feito controle escalar, da mesma forma que no circuito cicloconversor, o que explica o conjugado excessivamente elevado durante a aceleração da máquina.

### 7.5.1 PWM SEM FILTRO

O sistema de controle baseado em sinais PWM é, na atualidade, o mais difundido e aplicado dos sistemas de controle de potência de máquinas trifásicas, devido a sua grande versatilidade em reduzir a circulação de harmônicos de baixa ordem. O processo básico reside em comparar um sinal senoidal de referência com uma portadora definida (geralmente triangular), de modo que nos cruzamentos sejam acionados ou desligados os transistores de chaveamento.

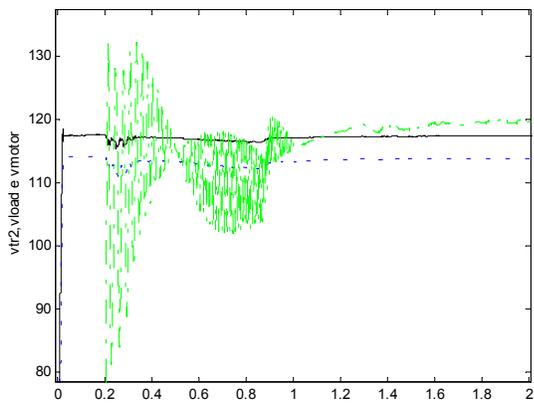


Fig. 7.5.2 Tensões da saída do transformador, na entrada da residência (Carga) e no motor

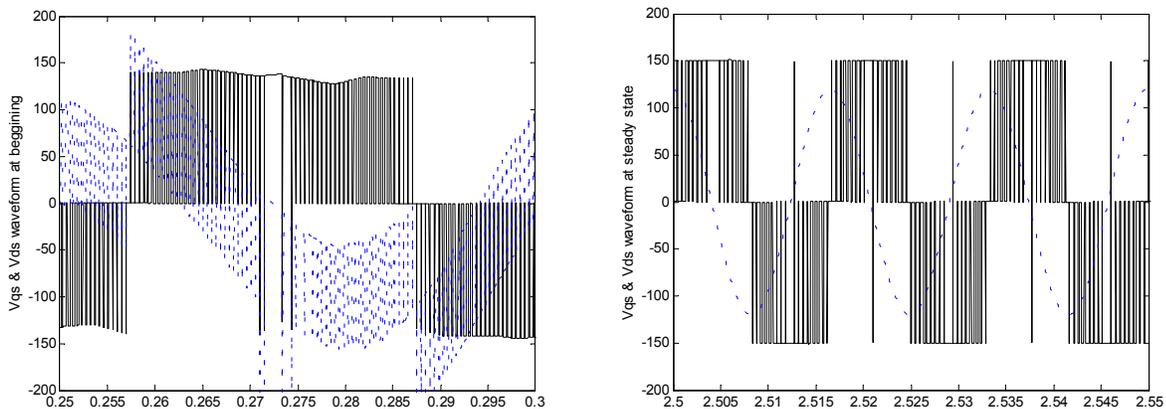


Fig. 7.5.3 Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

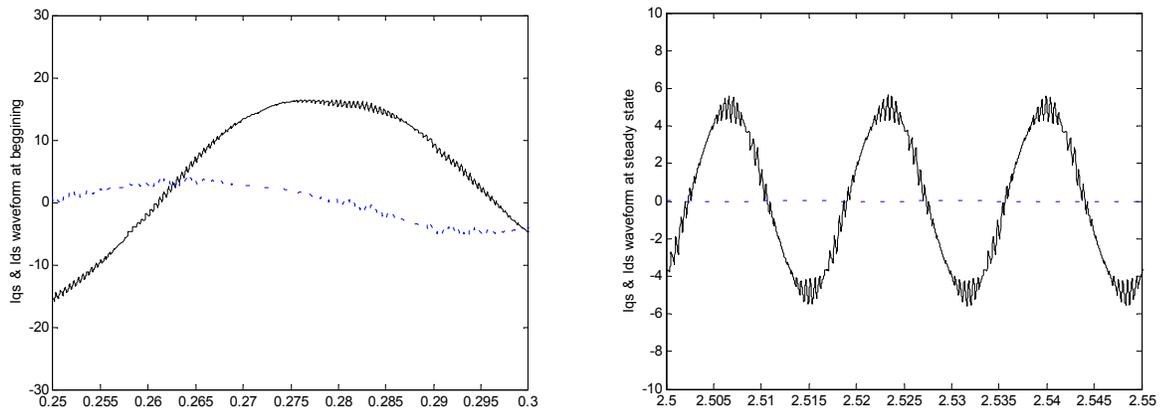


Fig. 7.5.4 Corrente nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

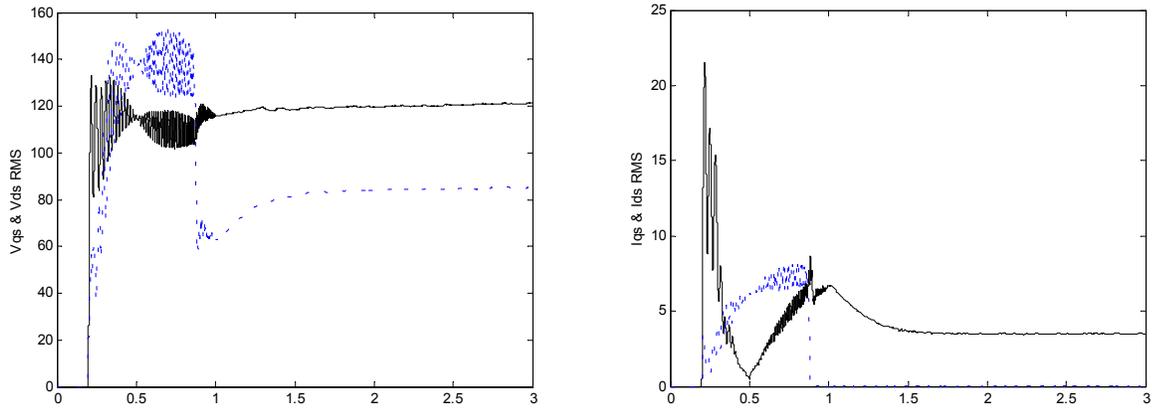


Fig. 7.5.5 Tensão e corrente RMS nos enrolamentos principal e auxiliar

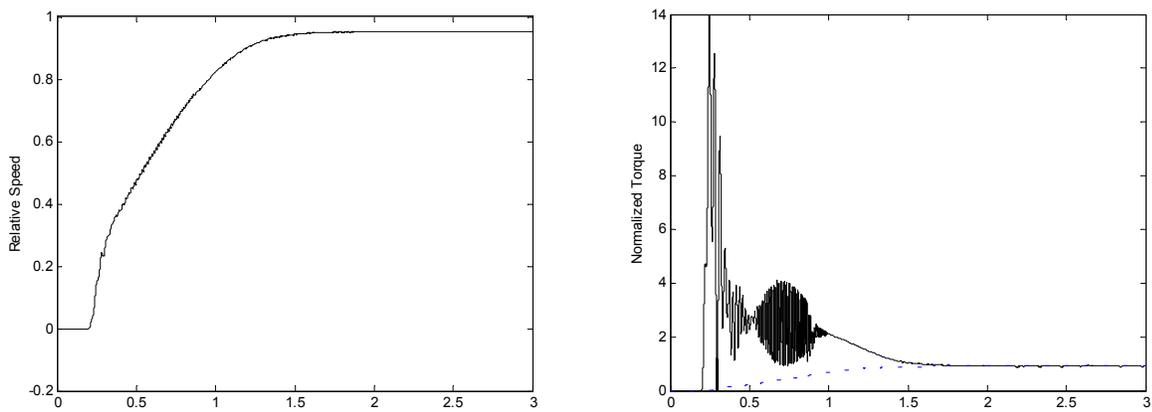


Fig. 7.5.6 Rampa de velocidade e comportamento temporal do conjugado

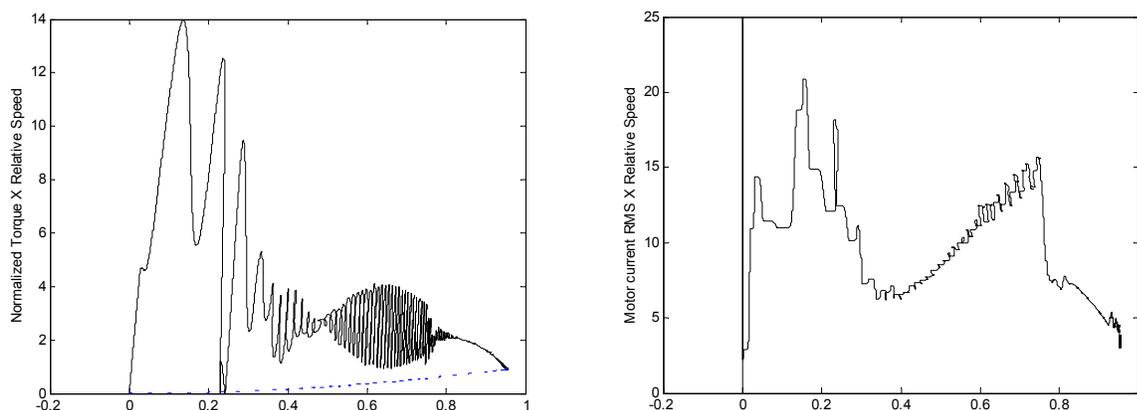


Fig. 7.5.7 Conjugados e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

### 7.5.2 PWM MONOFÁSICO COM FILTRO NA SAÍDA

Este filtro na saída impacta não apenas na corrente que segue para o motor, mas também nas correntes consumidas e no uso dos elementos retificadores. É por este motivo que tanto as correntes do motor quanto o comportamento das tensões de rede serão afetados em outro patamar para cada um dos métodos.

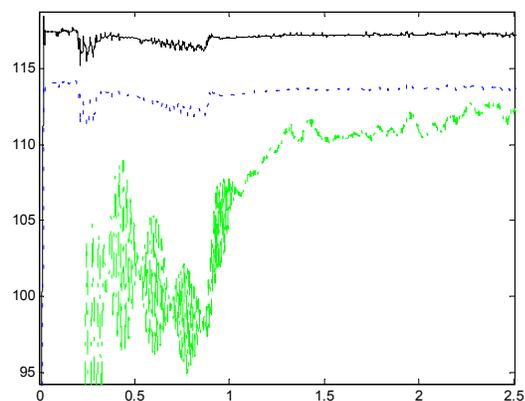


Fig. 7.5.8 Tensões da saída do transformador, na entrada da residência (Carga) e no motor

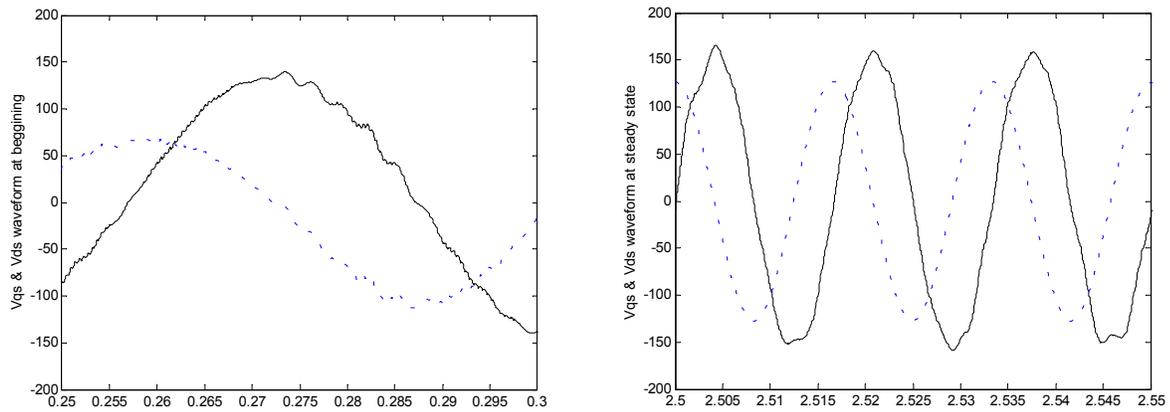


Fig. 7.5.9 Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

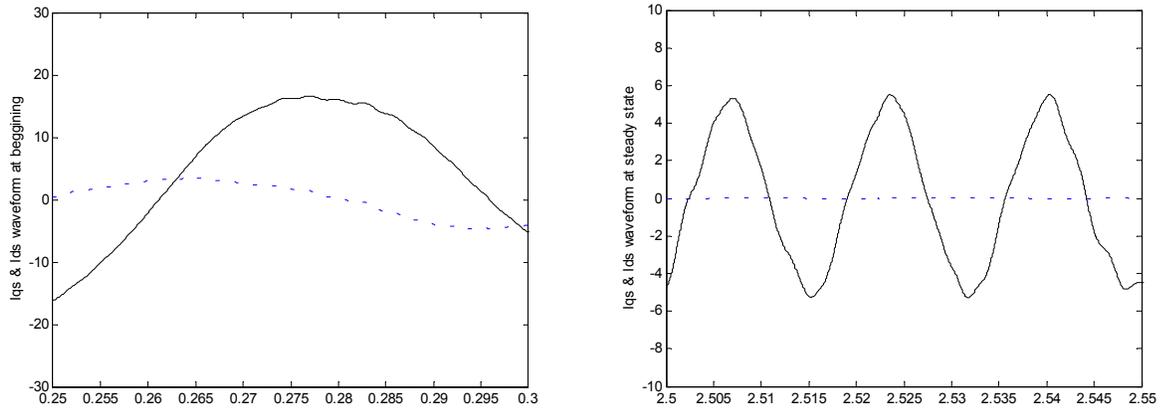


Fig. 7.5.10 Corrente nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

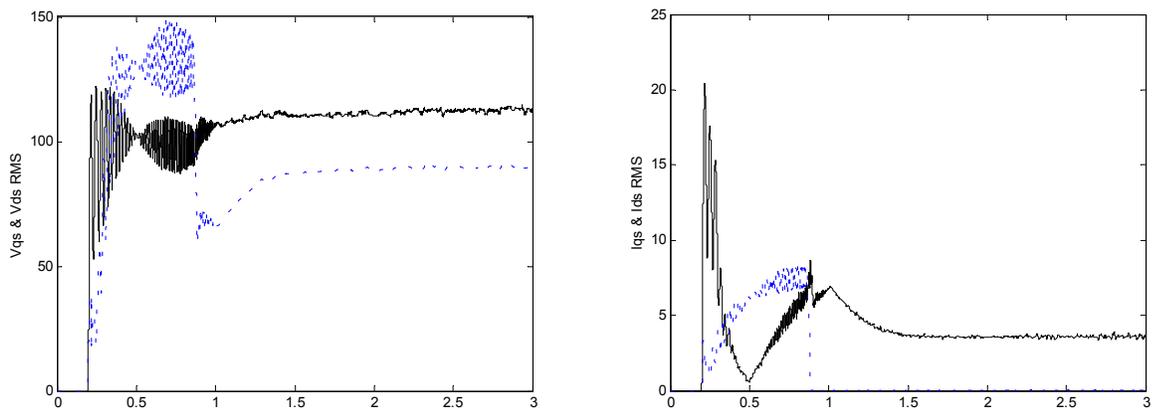


Fig. 7.5.11 Tensão e corrente RMS nos enrolamentos principal e auxiliar

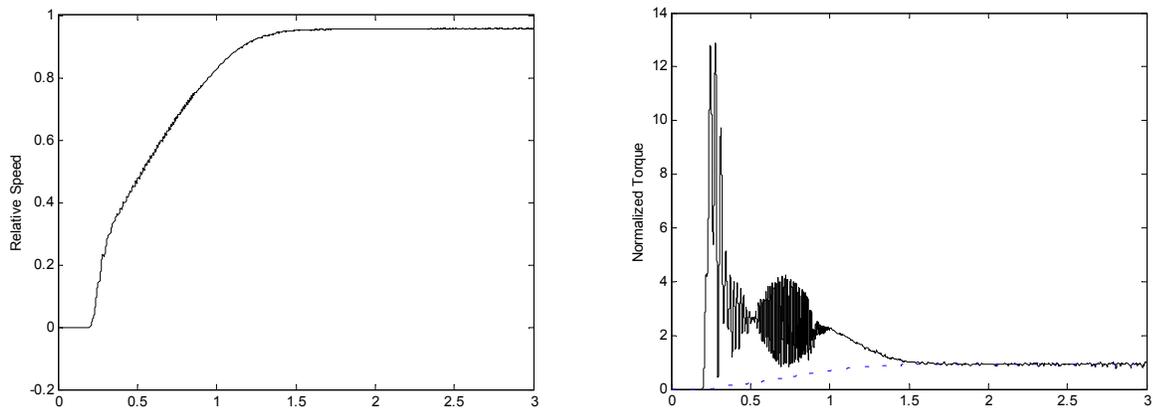


Fig. 7.5.12 Rampa de velocidade e comportamento temporal do conjugado

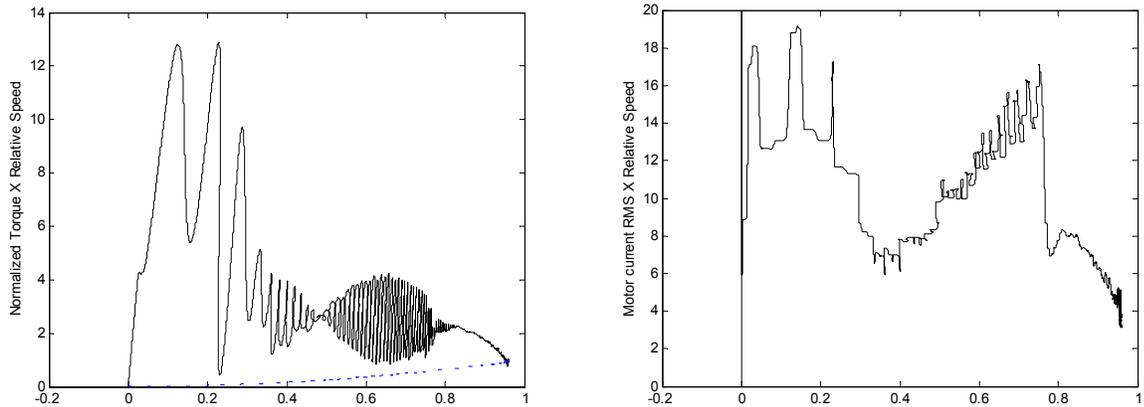


Fig. 7.5.13 Conjugados e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

### 7.5.3 ONDA QUADRADA SEM FILTRO NA SAÍDA

O sinal de onda quadrada, por manter o sinal contínuo durante todo o intervalo de condução, possui um valor RMS igual ao valor DC da tensão retificada, o que produz um aumento do nível de tensão. Tal fato acarreta um maior consumo de corrente. Em uma situação idealmente controlada, a largura do pulso deve ser controlada de modo a normalizar a tensão RMS. Na presente simulação, observa-se o sinal sem estes controles adicionais.

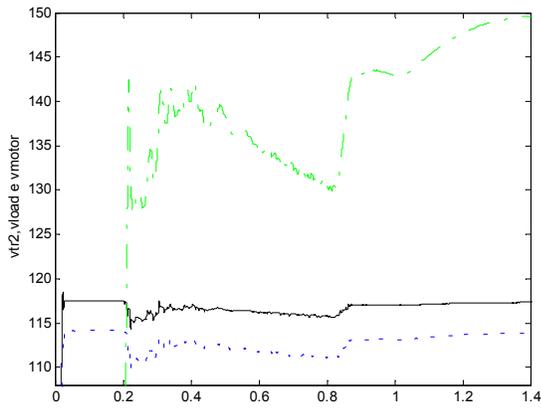


Fig. 7.5.14 Tensões da saída do transformador, na entrada da residência (Carga) e no motor

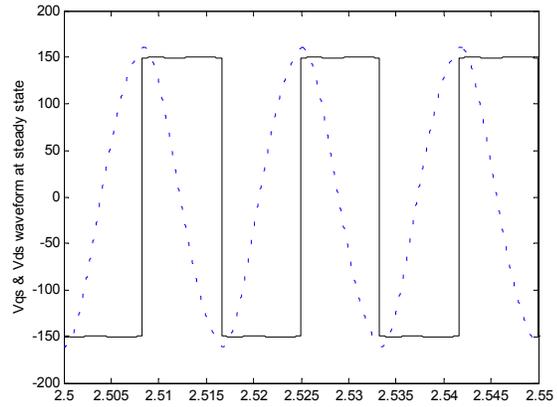
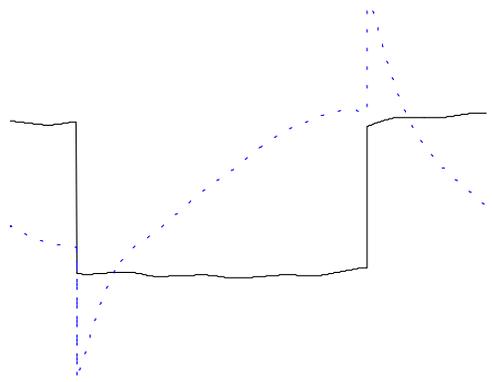


Fig. 7.5.15 Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

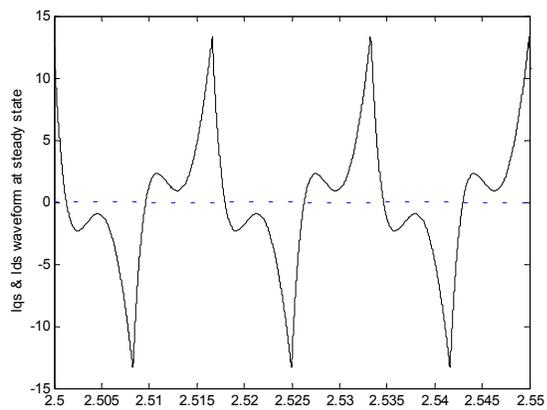
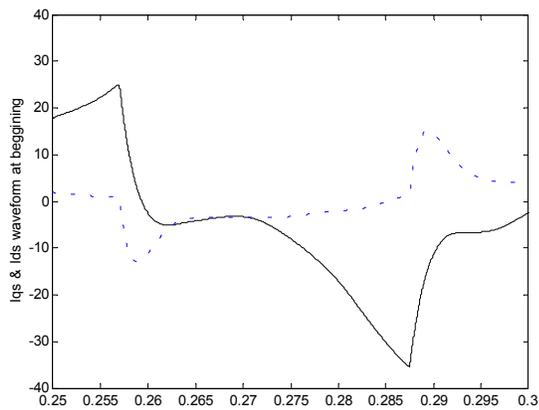


Fig. 7.5.16 Corrente nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

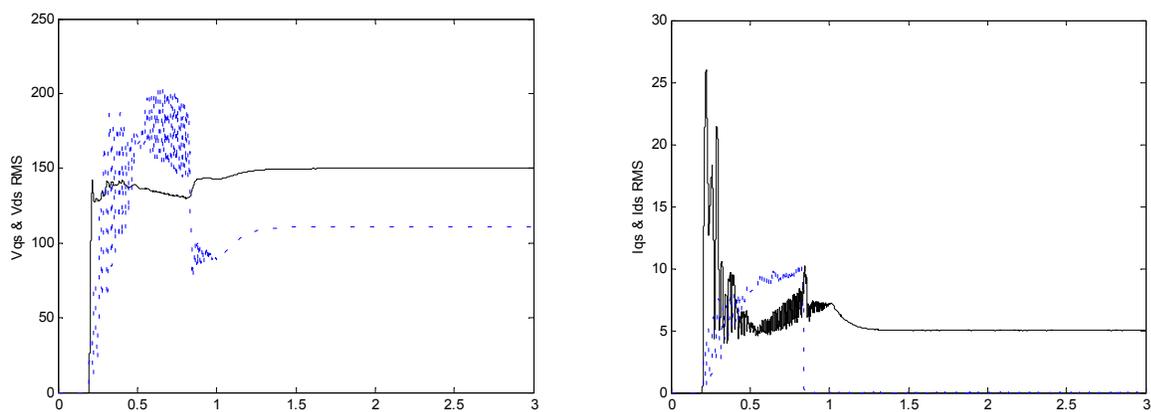


Fig. 7.5.17 Tensão e corrente RMS nos enrolamentos principal e auxiliar

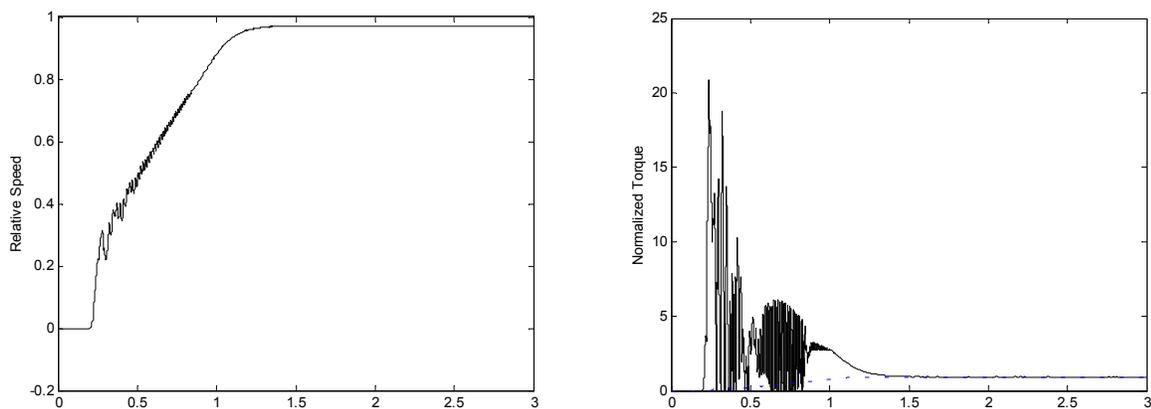


Fig. 7.5.18 Rampa de velocidade e comportamento temporal do conjugado

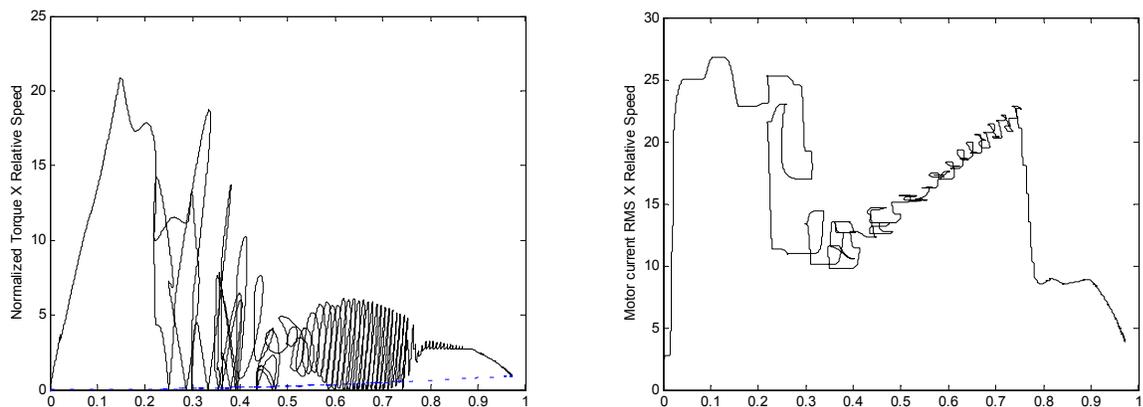


Fig. 7.5.19 Conjugados e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

Os três métodos demonstram que o controle da frequência, principalmente se associado a um sistema de controle da tensão – fato não simulado no presente estudo -, pode levar a uma condição de corrente bastante contínua e em um nível otimizado. A grande vantagem deste método, no entanto, reside exatamente sobre sua maior fraqueza frente às condições de contorno que esta tese se propõe: alto custo do circuito de potência e complexidade do sistema de controle.

Um variador monofásico para aplicações especiais certamente usaria este método ou suas combinações, que se pode descrever sucintamente a seguir. De modo geral suas variantes pretendem atingir a mesma finalidade do circuito principal, com incrementos em funcionalidades e/ou redução de custos.

O primeiro circuito se encontra na figura 7.5.20, e representa um controlador de tensão em ambos os enrolamentos. Este sistema, além de prescindir do capacitor auxiliar, também possibilita um controle extremamente apurado da velocidade e da tensão aplicada ao motor com duplo enrolamento. De fato, este sistema é perfeito para efetuar o controle completo de um motor bifásico de acionamento monofásico, com controle vetorial, controle por orientação do campo (field-oriented control) e regulagens complexas com base nas variáveis do motor (realimentação de velocidade e de corrente e afins).

Este método possui, todavia, justamente o problema de solicitar um circuito de controle extremamente oneroso e um espaço ocupado bastante grande. A aplicação motor monofásico também já possui seu padrão na indústria, e este método teria sua gama de possibilidades ampliadas apenas se o motor em questão tivesse ambos os enrolamentos com iguais propriedades elétricas e magnéticas, o que na atualidade não é padrão.

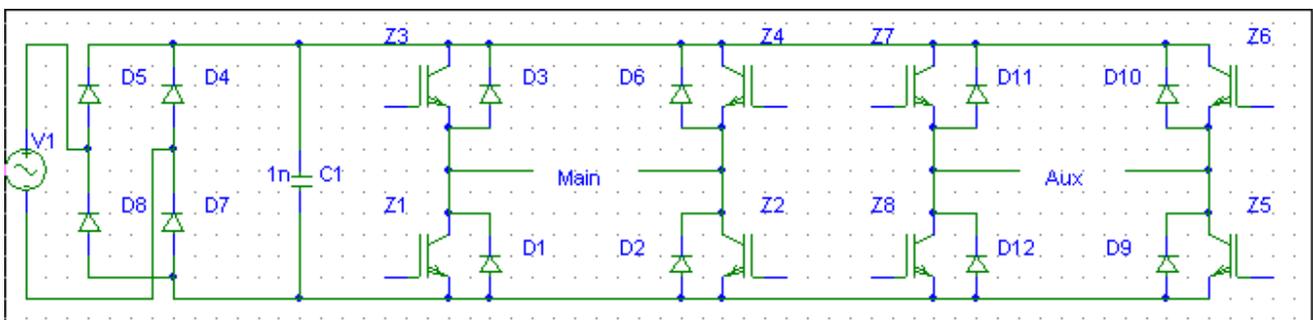


Fig. 7.5.20 – circuito inversor duplo

O segundo circuito é uma tentativa de manter as mesmas facilidades do circuito anterior com uma certa economia do sistema de controle. O principal problema é que a tensão máxima aplicada aos terminais do motor deve ser a metade do nível DC do barramento, ou seja, grosso modo a metade da tensão RMS da tensão de alimentação. O circuito também não necessita do capacitor auxiliar, e pode realizar todos os controles especiais programáveis já descritos para o sistema anterior, com esse pormenor da tensão reduzida.

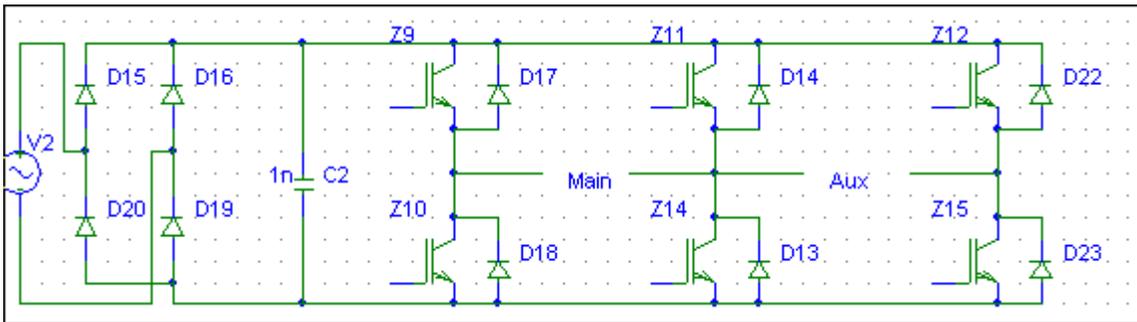


Fig. 7.5.21 – Circuito inversor duplo compartilhado

## 7.6 O CIRCUITO DUPLO DIMMER

Este circuito é a contribuição desta tese de mestrado aos métodos de acionamento do motor de indução bifásico com alimentação monofásica, e pretende ser um meio termo entre uma solução factível, eficiente e com baixo custo. A tecnologia de controle é convencional, não necessitando de sistemas microprocessados ou afins. De fato, um circuito de controle temporizado utilizando apenas elementos discretos já havia sido desenvolvido em um trabalho anterior [2][3], e outros tão ou mais simples quanto o que foi desenvolvido podem ser propostos.

No presente estudo, a idéia inicial seria a de aumentar o número de etapas do recorte da tensão no enrolamento auxiliar, como um soft-starter comercial com controle não-programável. A realidade se impôs, entretanto, já que a corrente do enrolamento principal se mantinha em níveis bastante alto para a rotação nula, devido às interações eletromagnéticas com o campo do rotor.

A solução foi implementar controles temporários em ambos os enrolamentos, e efetuar um ajuste fino do ângulo de modo a obter máximo conjugado inicial com mínima corrente. Apesar desse recorte de tensão produzir correntes harmônicas, os resultados obtidos se caracterizam como bastante eficientes para manter o motor dentro dos limites de mínima corrente dentre os métodos estudados. Este sistema também alcançou uma rampa de partida bastante rápida e eficaz, atendendo às maiores solicitações de carga mecânica nominal.

A manutenção do recorte de tensão em ambos os enrolamentos, apesar de possível e de produzir correntes dentro de níveis nominais de regime, possui o inconveniente de um motor operando com um escorregamento maior, além do excesso de harmônicos e do sub aproveitamento de todo o sistema, já que o motor está dimensionado para uma potência de saída maior que a possível se se mantém o enrolamento auxiliar com tensão recortada, haja vista limitações de elevação de temperatura.

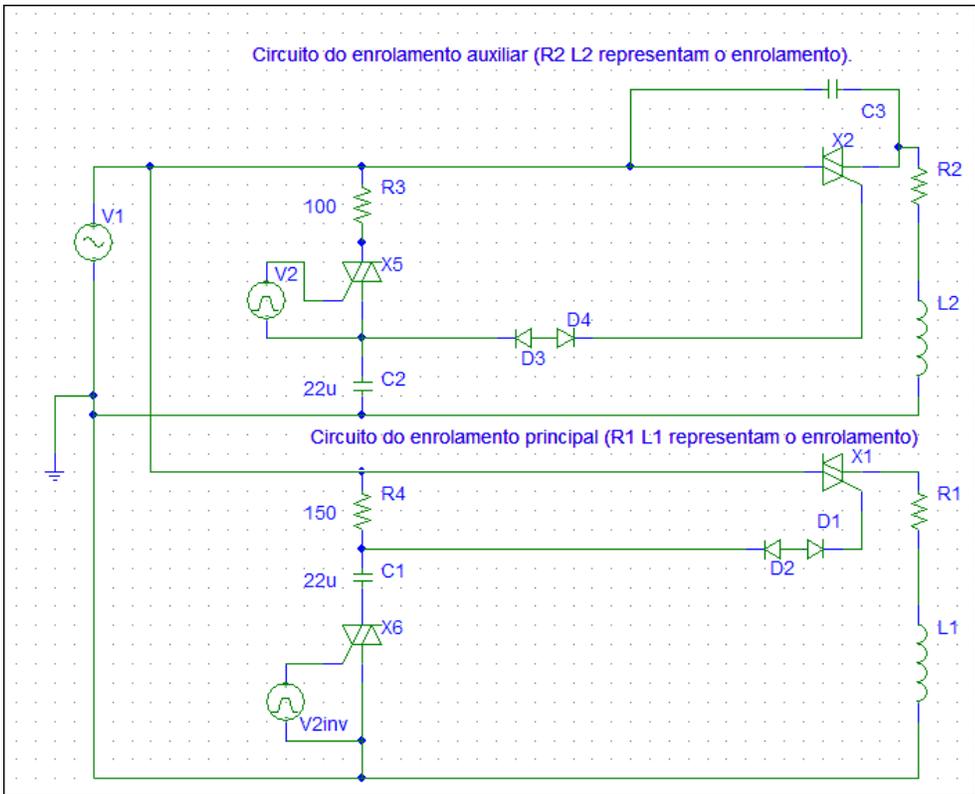
Para o circuito recortador inédito que é proposto como alternativa aos métodos de acionamento do motor de indução monofásico, existem duas configurações de implementação que foram criadas e analisadas. Uma situação real só pode ser definida através de práticas, o que foge do escopo desta pesquisa, mas pode orientar análises futuras. O circuito A (observar figura 7.6.1) desliga todo o tramo do ângulo de disparo após o período inicial, mantendo apenas o

enrolamento principal com circulação de corrente. O circuito B (também na figura 7.6.1) controla diretamente a corrente de controle do Triac. Ambos efetuam a mesma função, e aparentemente os problemas só podem ser comparados em uma implementação, no entanto já se pode antever uma ação secundária benéfica no circuito B, que é a inclusão de uma corrente reativa capacitiva compensando as componentes indutivas do motor. Este comportamento é o que foi simulado nos gráficos (7.6.2 a 7.6.7).

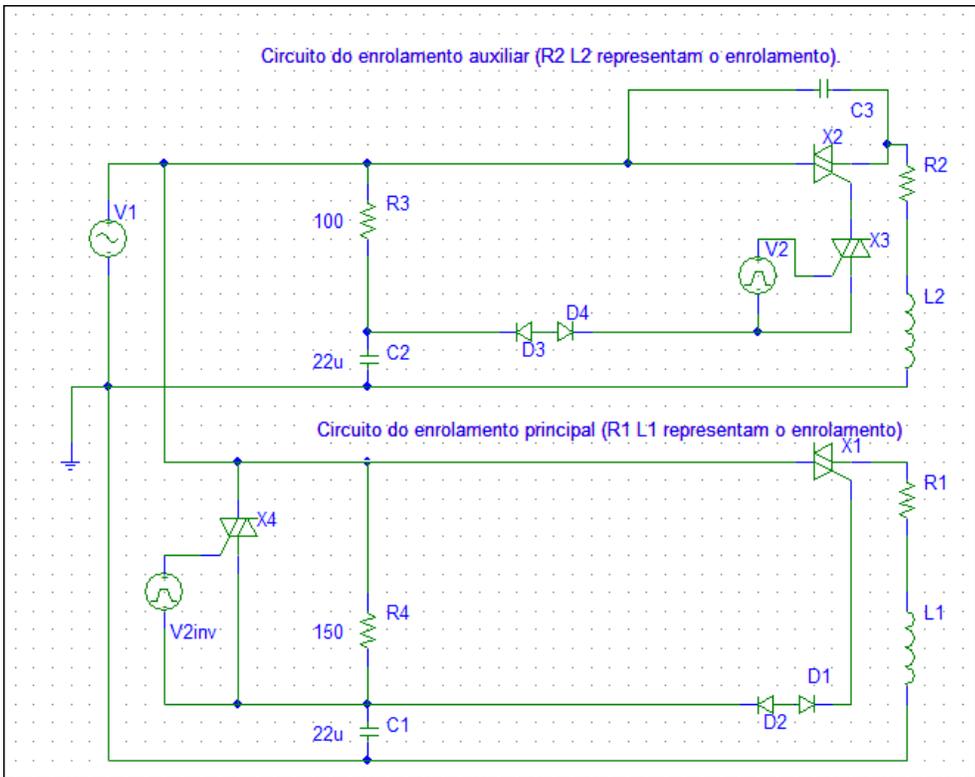
O segundo sistema dimmer simulado mantém em paralelo com o Triac X1 da Fig. 7.6.1 um capacitor de operação contínua. No momento em que o Triac do enrolamento auxiliar é desligado, este mantém uma circulação de corrente através deste capacitor, da mesma forma que o método com dois capacitores. As referências [19][21] desenvolveram métodos de controle do capacitor de regime com uma chave em paralelo para alcançar o conjugado máximo durante todo o ciclo de aceleração do rotor, mas nossa aplicação se preocupa tão somente em desenvolver um sistema eficiente na partida, não durante toda a operação da máquina.

Das figuras 7.6.8 a 7.6.13 pode-se observar a melhor qualidade do conjugado final e o surgimento de flutuações mais acentuadas na tensão de alimentação. Não foram notados picos de tensão em virtude do capacitor durante a simulação, no entanto apenas uma implementação prática pode determinar a necessidade de uma pequena resistência em série para minimizar os efeitos transientes do capacitor em paralelo com um Triac, para não danificar o equipamento durante o uso.

Este método, devido ao armazenador de energia capacitor, gera um corrente inicial ligeiramente menor que o caso anterior, o que mostra sua vantagem operacional (confrontar figuras 7.6.5 com 7.6.11 e 7.6.7 com 7.6.13). De todas as formas, o método com duplo dimmer se apresenta como o melhor adequado para reduzir os impactos do acionamento do motor monofásico.



A



B

Fig. 7.6.1 Topologias A e B, configurações de ambos os enrolamentos

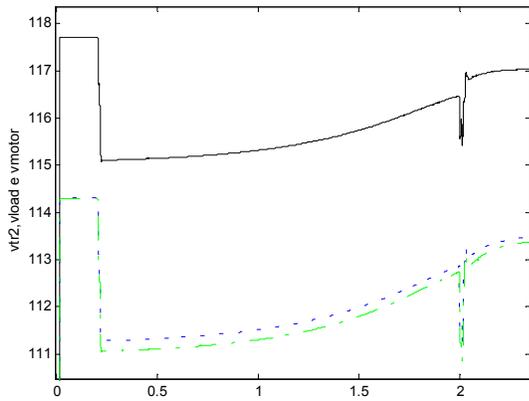


Fig. 7.6.2 Tensões da saída do transformador, na entrada da residência (Carga) e no motor

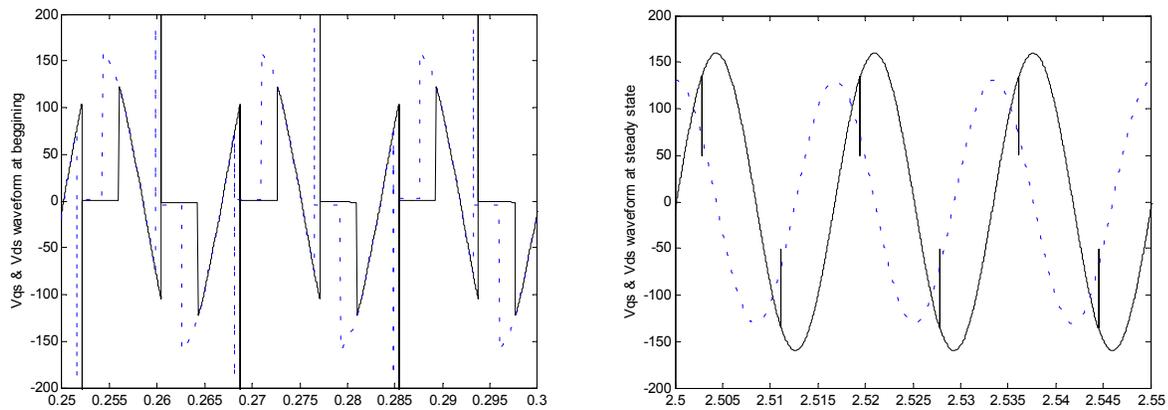


Fig. 7.6.3 Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

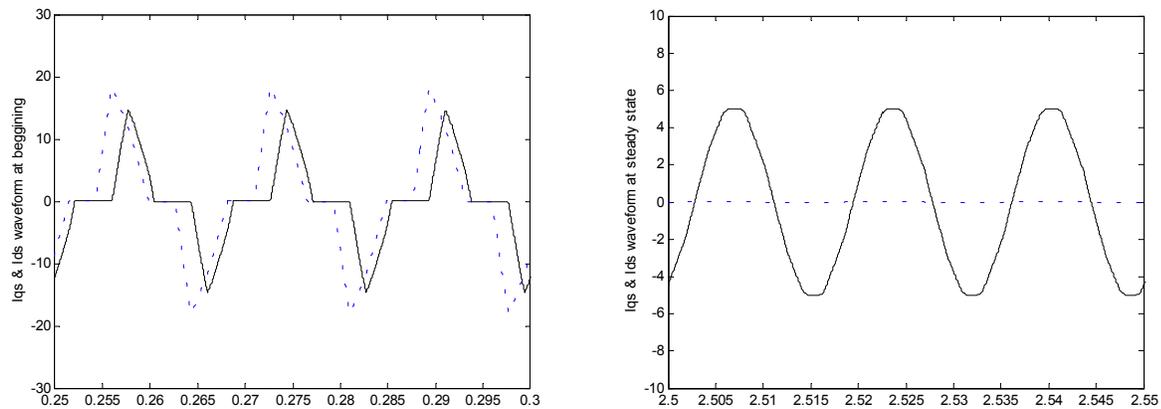


Fig. 7.6.4 Corrente nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

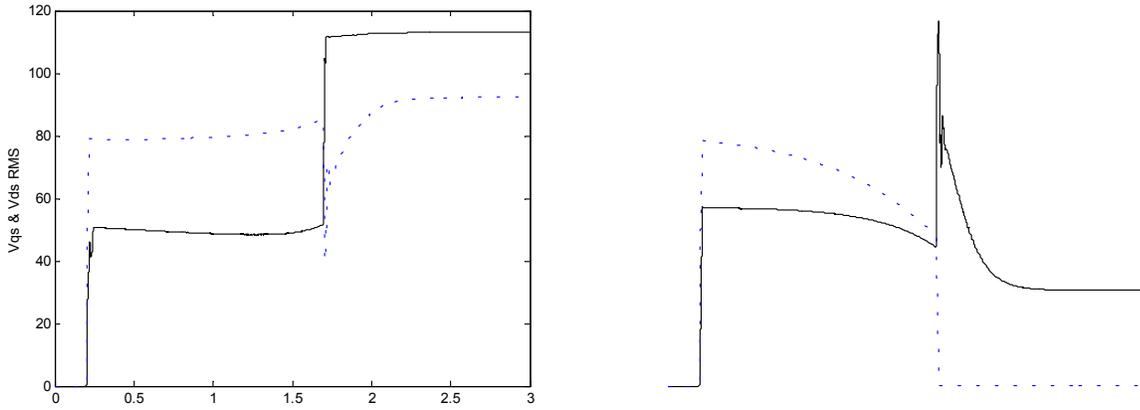


Fig. 7.6.5 Tensão e corrente RMS nos enrolamentos principal e auxiliar

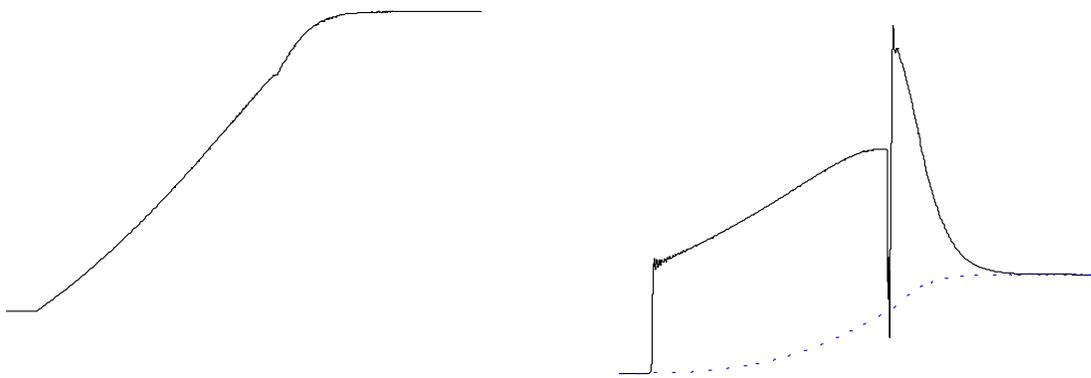


Fig. 7.6.6 Rampa de velocidade e comportamento temporal do conjugado

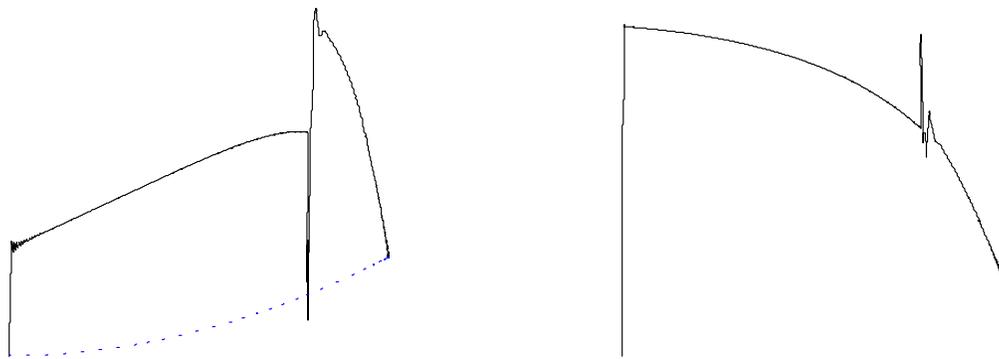


Fig. 7.6.7 Conjugado e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

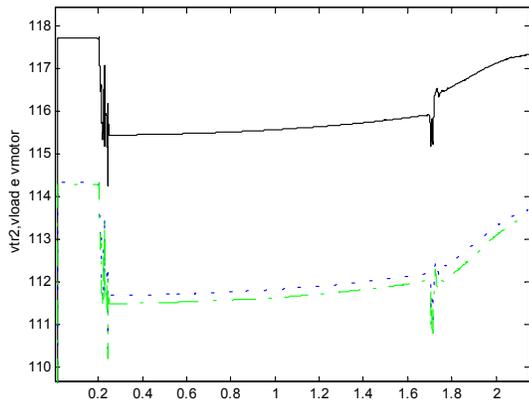


Fig. 7.6.8 Tensões da saída do transformador, na entrada da residência (Carga) e no motor

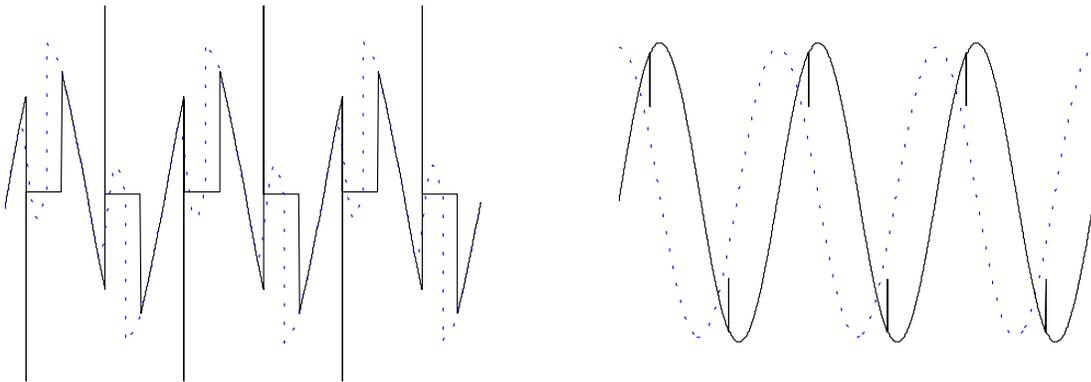


Fig. 7.6.9 Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

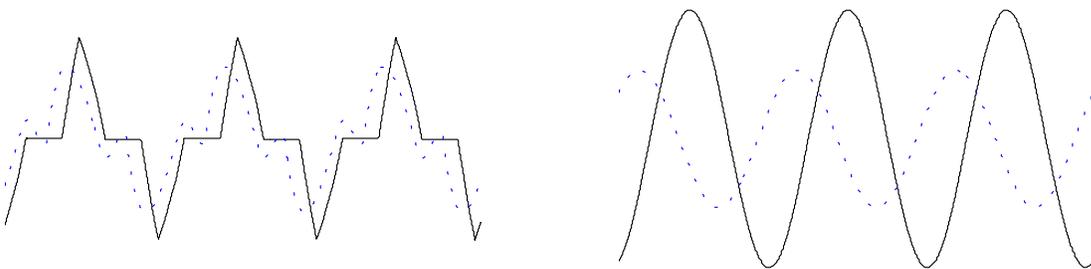


Fig. 7.6.10 Corrente nos enrolamentos principal e auxiliar no acionamento e em regime

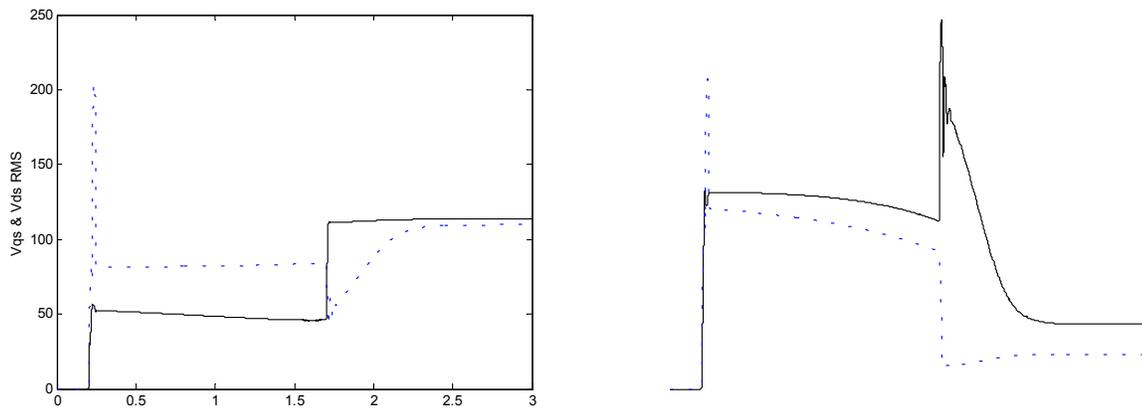


Fig. 7.6.11 Tensão e corrente RMS nos enrolamentos principal e auxiliar

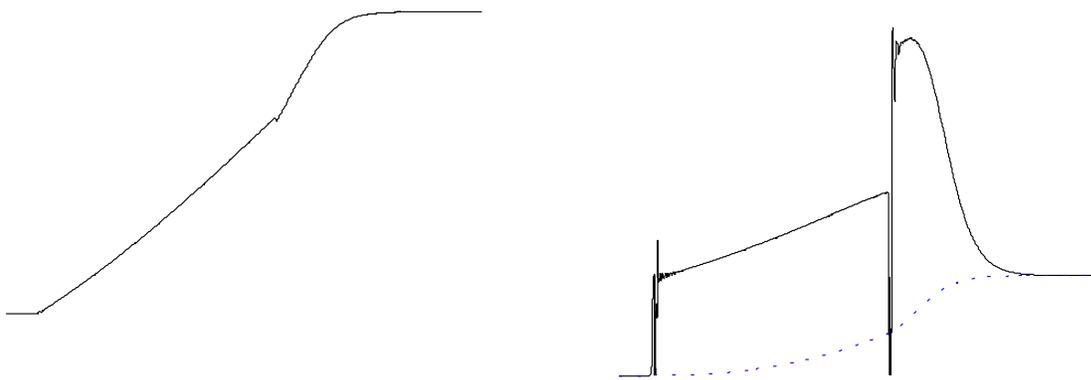


Fig. 7.6.12 Rampa de velocidade e comportamento temporal do conjugado

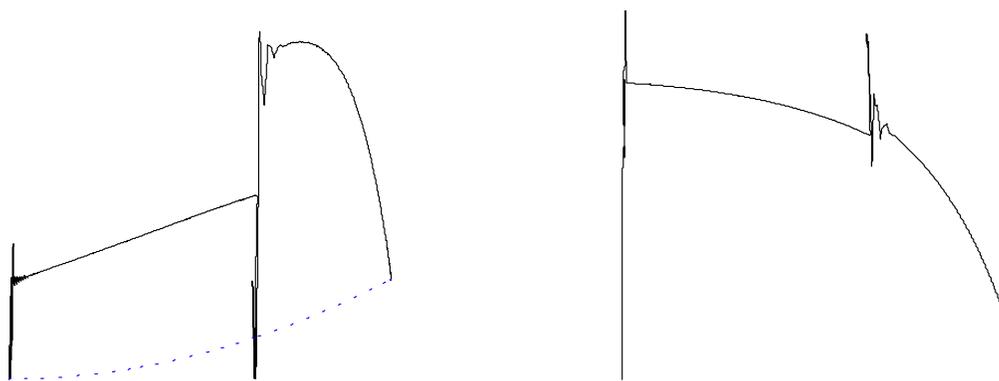


Fig. 7.6.13 Conjugados e corrente do motor em relação à velocidade normalizada (1=1800RPM)

## 7.7 ANÁLISE DA DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL (THD) E DO FATOR DE POTÊNCIA (PF)

A distorção harmônica e o fator de potência são os dois principais fatores para se avaliar a qualidade de um sinal elétrico. A formulação matemática se baseia no sinal da tensão de alimentação, no caso analisado senoidal a 60Hz. Todas as corrente cujas componentes estão na mesma frequência e na mesma fase do sinal de alimentação contribuem para a potência ativa. As demais componentes da corrente consomem energia reativa, que “ocupa espaço” na rede porém não é convertida em energia útil para o motor.

O fator de potência de deslocamento (PFD) analisa, grosso modo, a defasagem angular entre a tensão de alimentação e a corrente fundamental consumida pelo sistema. Todos os instantes em que a corrente está na mesma orientação da tensão, ela contribui para a potência ativa ( $P_{60\text{Hz}}$ ). Se em orientação contrária, a corrente contribui para a potência reativa ( $Q_{60\text{Hz}}$ ). A soma vetorial dessas duas grandezas é a chamada potência aparente monofásica ( $S_{60\text{Hz}}$ ). O fator de potência é  $P_{60\text{Hz}}/S_{60\text{Hz}}$ , a proporção da energia que trafega pela rede elétrica que efetivamente é convertida em energia útil. Esta grandeza é sempre menor que a unidade.

A distorção harmônica está relacionada com o fator de potência, mas possui uma interpretação distinta. Ela analisa a contribuição das componentes harmônicas diferentes da fundamental em relação à mesma fundamental. Existem algumas fórmulas distintas, com base nas normas IEEE 519 e IEC 61000, além de cálculos distintos [28]. Neste trabalho a formatação é a mais convencional ( $I_n$  representa a  $n$ ésima amplitude frequência  $n$  harmônica da corrente), obedecendo à equação:

$$THD_I = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}{I_1^2}} \quad (7.1)$$

De modo simples, somam-se os quadrados da amplitude de todas as harmônicas à exceção da fundamental, tira a raiz e divide pela amplitude da primeira harmônica. Essa fórmula indica a relação entre as demais harmônicas e a primeira harmônica. No caso dos métodos convencionais de partida a distorção harmônica acaba registrando apenas os transitórios. Nos métodos eletrônicos as correntes drenadas possuem componentes de harmônicas maiores, dependendo

mais do circuito retificador que do circuito inversor, o que gera uma distorção harmônica significativa.

O fator de potência, por definição [29], avalia o uso efetivo da rede elétrica pela carga, e pode ser calculado usando a seguinte equação:

$$PF = \frac{PFD}{\sqrt{1 + THD_1^2}} \quad (7.2)$$

Os gráficos abaixo, por opção de clareza, mostram o fator angular (FPD), mas encontrar o fator de potência real seria simples.

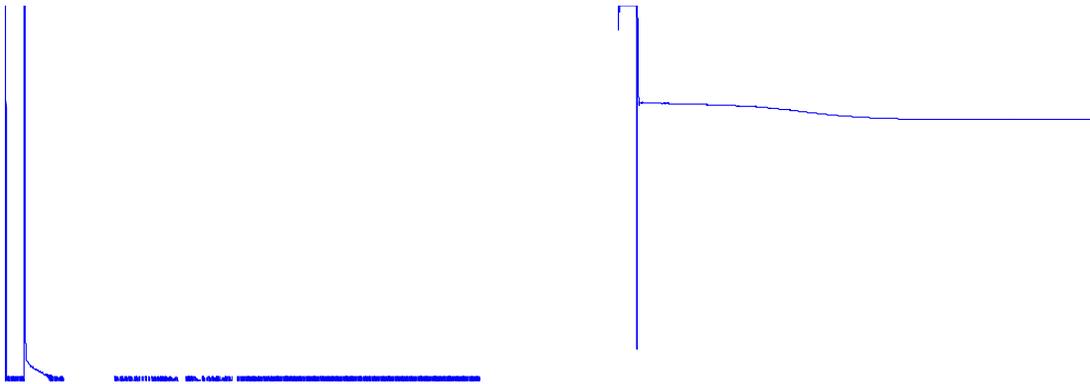


Fig. 7.7.1 Método de partida Split-Phase – THD e PFD

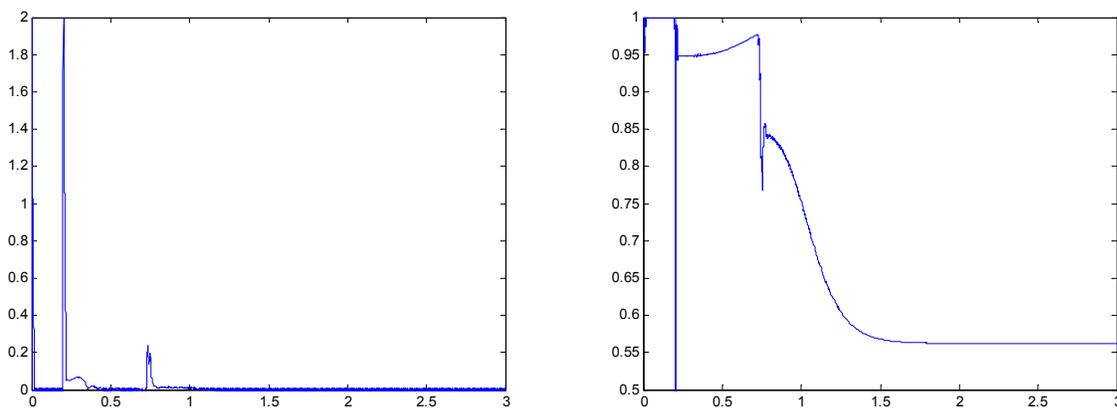


Fig. 7.7.2 Método de partida com capacitor – THD e PFD

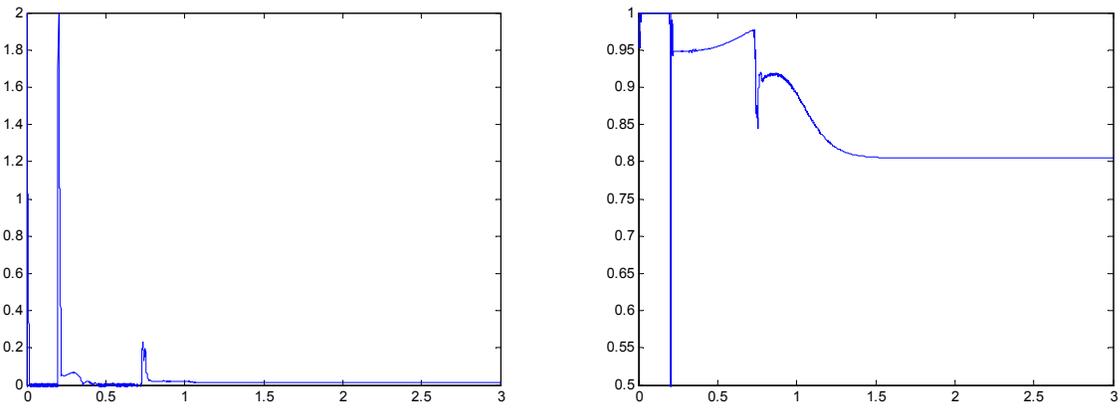


Fig. 7.7.3 Método de partida com dois capacitores – THD e PFD

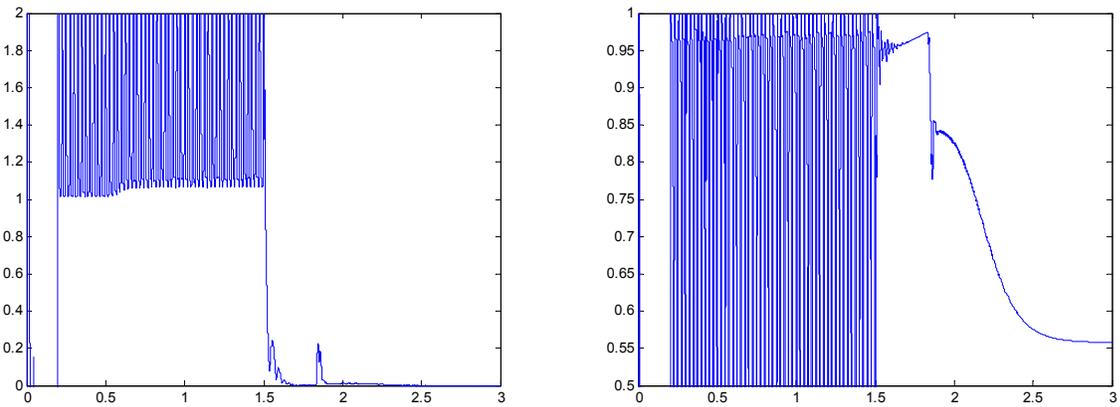


Fig. 7.7.4 Método de partida com AC/AC Chopper – THD e PFD

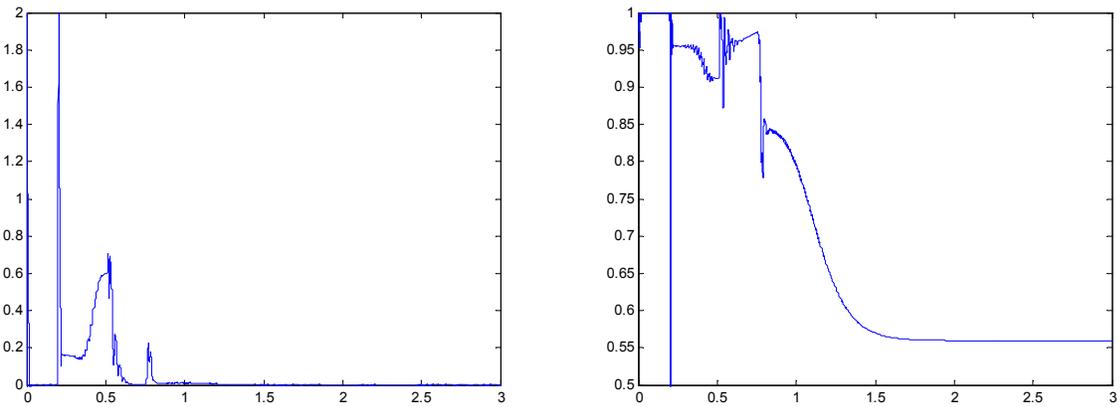


Fig. 7.7.5 Método de partida cicloconversor – THD e PFD

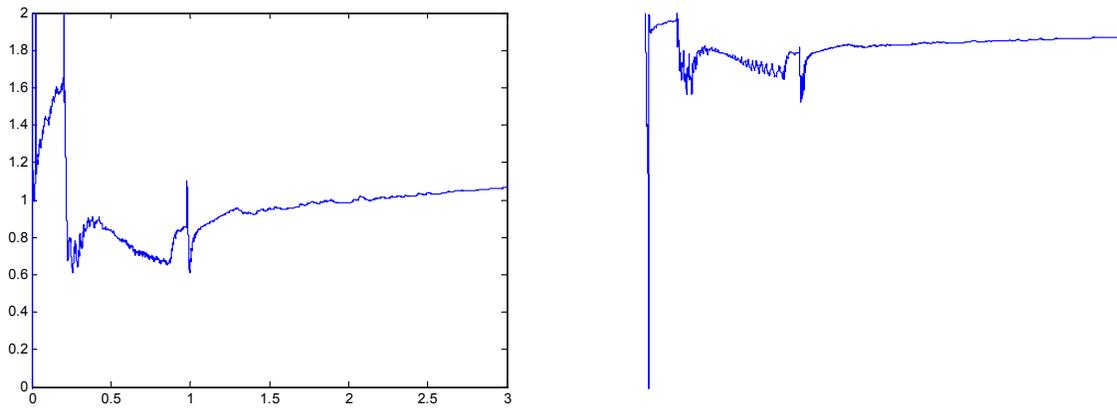


Fig. 7.7.6 Método de partida PWM sem filtro – THD e PFD

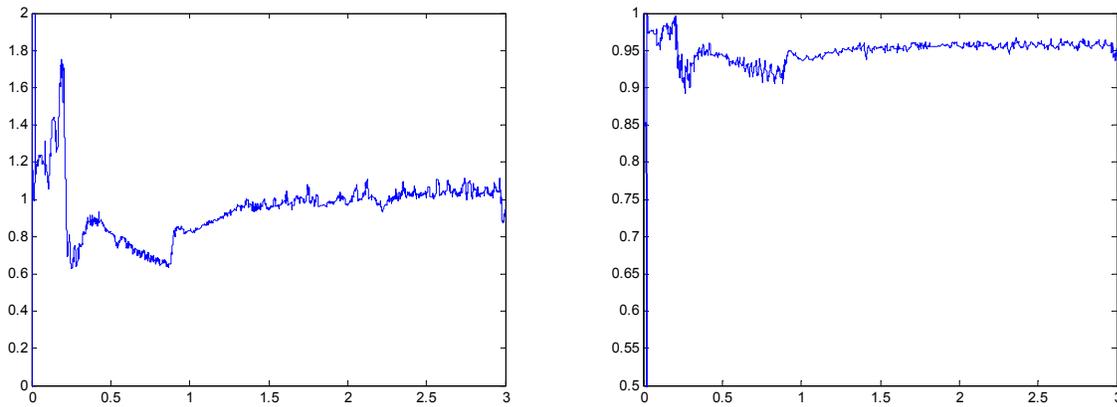


Fig. 7.7.7 Método de partida PWM com filtro – THD e PFD

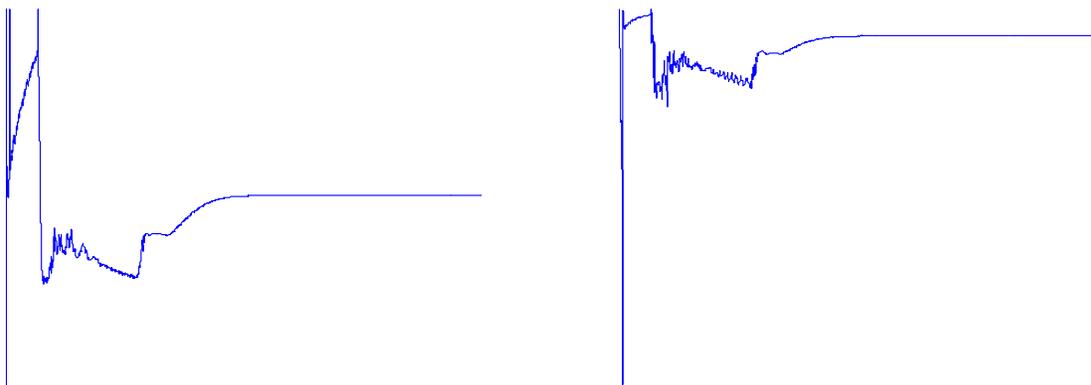


Fig. 7.7.8 Método de partida onda quadrada – THD e PFD

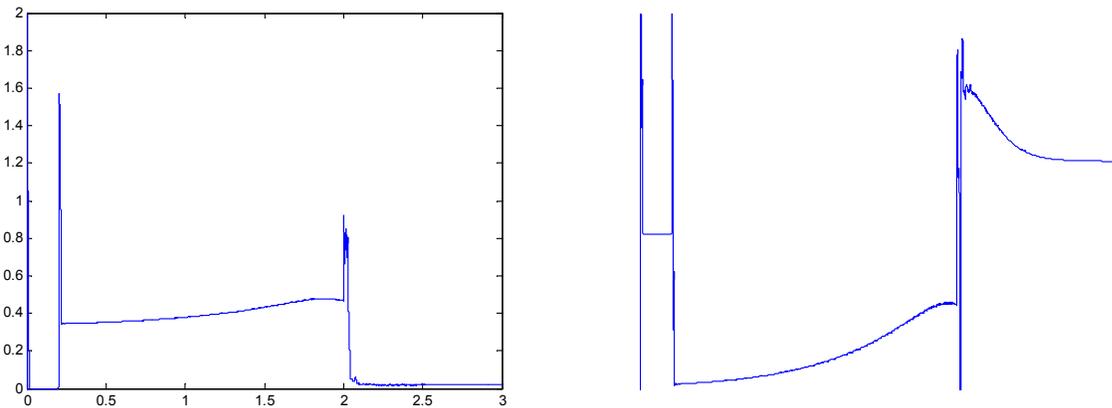


Fig. 7.7.9 Método de partida Duplo Dimmer – THD e PFD

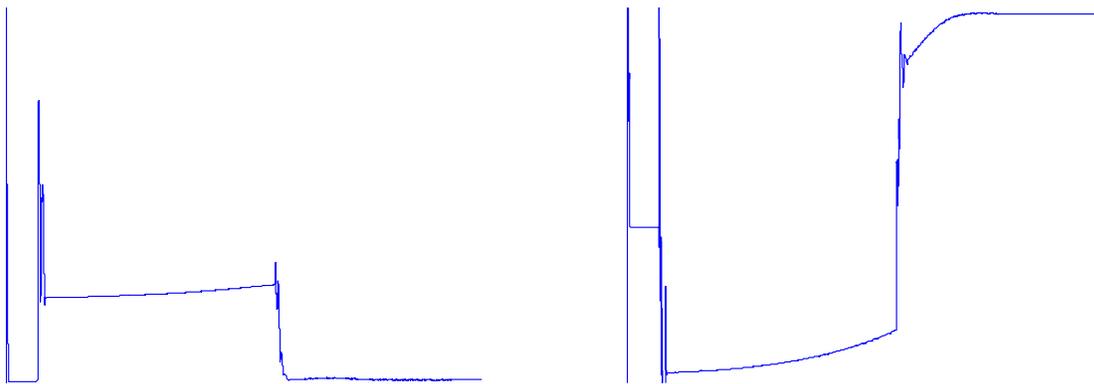


Fig. 7.7.10 Método de partida Duplo Dimmer com capacitor – THD e PFD

Pode-se notar nos gráficos anteriores que o fator de potência do motor monofásico é bastante baixo, cerca 0,56. Isso deriva diretamente do comportamento indutivo e da necessidade de sobre dimensionar o enrolamento, já que toda a energia é convertida através de um campo pulsante, o que aumenta as perdas. A inserção de um capacitor de regime melhora significativamente o desempenho do fator de potência, como é possível concluir comparando os gráficos 7.7.1 e 7.7.2. Os métodos convencionais de partida praticamente não geram harmônicos, e os picos devidos aos transitórios devem ser desconsiderados. A ligeira distorção harmônica notada em regime na figura 7.7.2 deve ser decorrente de alguma ressonância LC no enrolamento auxiliar.

O método AC/AC chopper praticamente segue o comportamento do fator de potência da partida a capacitor, com o desempenho de corrente drenada similar ao do método convencional. O fato do recortador de tensão manter o circuito durante um certo intervalo a 20Hz é que produz esse sinal extremamente descontínuo, inclusive no TDH (7.7.3). A distorção harmônica quase unitária no início demonstra que as outras componentes são tão ou mesmo mais importantes para o sinal de corrente que a fundamental a 60Hz. Para a fonte de alimentação, um número elevado de distorção harmônica significa desgaste dos condutores e dos isolantes, pelo efeito pelicular e pelo comportamento de reflexão de onda em maiores frequências. Além disso, alguns dispositivos de potência, como transformadores e outros elementos intermediários, podem distorcer os sinais de tensão por causa das correntes com harmônicos.

O método cicloconversor possui um comportamento bastante similar ao do motor convencional com capacitor, com um transitório mais lento devido aos próprios chaveamentos do sistema. O fato de possuir condução contínua leva a baixos índices de distorção e a um fator de potência praticamente igual ao do método convencional (Fig. 7.7.4).

Os três gráficos do circuito inversor possuem a melhor continuidade do fator de potência de deslocamento, na prática sempre acima do 0,92 ajustado na legislação. Isso indica que praticamente todo o tempo a corrente e a tensão estão alinhados. O problema é quando se analisa a distorção harmônica. Neste aspecto, o fato de retificar o sinal e posteriormente inverter gera um grande número de correntes harmônicas, que levam a um patamar praticamente unitário o THD dos três métodos. Por mais estranho que pareça, o método PWM com filtro na saída é o que possui pior desempenho neste quesito, enquanto que o uso do sinal quadrado para este circuito leva a uma qualidade harmônica ligeiramente superior. A aparente contradição é facilmente explicada pela composição de correntes fornecidas pelo filtro LC, que oras funciona como carga, ora como fonte em paralelo, drenando correntes de frequência mais elevadas em relação ao sinal contínuo da onda quadrada.

O fator de potência do circuito inversor, quando considerada a distorção harmônica, passa a ser na verdade aproximadamente 0,68, conforme equação 7.2.

A análise do caso dimmer, como foi dito no próprio texto da simulação do caso (item 7.6) mantém o circuito de controle de ângulo conduzindo corrente mesmo com o sistema desligado, ou seja, existe uma circulação de corrente capacitiva compensatória no circuito em si. Esta

propriedade faz com que o sistema como um todo apresente, para a fonte de energia, um fator de potência em regime bastante aceitável, comparável ao método convencional com capacitor de regime. A distorção harmônica também é relativamente baixa se comparada com os demais métodos eletrônicos de partida. A diferença principal é que durante o transitório o fator de potência é baixo, mas pode-se desconsiderar essas perdas no conjunto de vantagens oferecido em regime.

A manutenção de um capacitor em regime em paralelo com o Triac do enrolamento auxiliar produz, quando associado à condução dos capacitores de acionamento, um fator de potência quase unitário. Esta propriedade é bastante interessante e oferece soluções factíveis para um motor elétrico com característica de carga praticamente resistiva, com mínima corrente e com máximo conjugado, quando bem dimensionado.

## 8 CONCLUSÃO

O motor monofásico, competindo com o motor universal, é um dos principais mecanismos de acionamento de cargas na modernidade. Sua robustez e sua confiabilidade, bem como sua fácil alimentação elétrica, possibilitam um sem número de aplicações residenciais e industriais de pequeno porte: ventiladores, bombas, refrigeradores, aparelhos de ar condicionado e muitas outras aplicações.

O presente trabalho de mestrado visava a oferecer soluções práticas para minimizar a corrente inicial do motor sem o uso de um dos principais pontos falhos do motor monofásico, a chave centrífuga, elemento mecânico que desconecta o enrolamento auxiliar após o rotor atingir uma determinada velocidade. O fato de estar constantemente sujeito a arcos elétricos danifica as lâminas e fragiliza o conjunto de acionamento. Sem a chave centrífuga, ou o motor não arrancará (fato mais comum, já que o desgaste interrompe a condução) ou operar com baixo desempenho, já que a chave não retira o enrolamento auxiliar de funcionamento.

Diversos estudos foram feitos, comparando o funcionamento do motor monofásico com enrolamento auxiliar, nos mais usuais métodos de partida convencionais, bem como vários métodos eletrônicos conhecidos foram experimentados. Os principais parâmetros abordados foram as características de conjugado, rampa de velocidade, formas de onda dos sinais, correntes e tensões associadas a uma rede rural completa alimentando um motor de 110V.

Além da análise do desempenho do sistema, após as definições de parâmetros de impacto no motor, definiu-se avaliar os impactos na rede. Além dos gráficos de queda de tensão, já avaliados junto a cada caso, o comportamento do fator de potência e a distorção harmônica interferem na rede elétrica, significando a qualidade do circuito como carga.

Nos aspectos específicos do motor, o importante é que o sistema desenvolva um conjugado de partida superior ao nominal, para atender qualquer tipo de carga. Quanto menor a corrente que a máquina solicita para desenvolver este conjugado, maior a sua eficiência dentro dos parâmetros que se pretende avaliar. Há limites, no entanto, pois o conjugado é relação direta entre as amplitudes das correntes e a quadratura dos campos gerados, portanto reduzir demais a amplitude leva a um conjugado inicial bastante pequeno.

Na tabela 8.1 comparam-se todos os métodos convencionais entre si, anotando os principais

parâmetros de desempenho mecânico. Os aspectos de melhor desempenho estão sublinhados de amarelo. Pode-se ver que os dois melhores desempenhos incluem o capacitor de regime, em especial nas baixas correntes iniciais e no desempenho em operação contínua. Um baixa carga significa uma boa melhoria no desempenho de partida da máquina, aumentando a tensão inicial, implicando diretamente no conjugado. O caso convencional de melhor desempenho, no entanto, até por possuir um conjugado inicial maior que 0,92 (nominal), é o método com dois capacitores.

Na tabela 8.2 comparam-se todos os métodos eletrônicos simulados, avaliando os mesmos parâmetros. Como único método que não desliga o enrolamento auxiliar, apesar de manter uma corrente de regime no enrolamento auxiliar, o método dimmer com capacitor de regime é o que associa a menor corrente de regime e os melhores parâmetros mecânicos de operação. Os métodos que empregam o circuito retificador inversor podem ser desenvolvidos para alcançar desempenho otimizado, todavia o custo de implementar tal configuração é muito superior aos demais métodos. Além das vantagens em regime, o método dimmer eletrônico implica em uma otimização de acionamento para cada motor com base em controles estáticos, sem necessidade de lógicas computacionais complexas.

TABELA 8.1 – Resumo dos valores simulados para os métodos convencionais de partida

GRANDEZAS	SPLIT-PHASE BAIXA CARGA	SPLIT-PHASE MÉDIA CARGA	SPLIT-PHASE ALTA CARGA	CAPACITOR DE PARTIDA MÉDIA CARGA	DOIS CAPACITORES MÉDIA CARGA	CAPACITOR DE PARTIDA SEM CHAVE MÉDIA CARGA	CAPACITOR PERMANENTE MÉDIA CARGA
DELTA VTR2	4,3 V	3,3 V	2,3 V	1,7 V	1,7 V	1,7 V	2,0 V
V MOT INICIAL	114,3 V	109,0 V	98,0 V	110,5 V	110,5 V	110,5 V	111,0 V
V MOT FINAL	115,3 V	109,9 V	98,8 V	113,4 V	113,7 V	111,6 V	113,7 V
IQS INICIAL	14,8 A	14,0 A	12,7 A	14,3 A	14,3 A	14,3 A	14,3 A
IQS MAX	15,5 A	14,8 A	13,2 A	14,9 A	14,9 A	14,9 A	15,0 A
IQS FINAL	12,8 A	12,2 A	11,4 A	3,5 A	2,5 A	7,9 A	2,5 A
IDS INICIAL	9,5 A	9,4 A	8,2 A	7,4 A	7,4 A	7,4 A	,8 A
IDS MAX	9,5 A	9,4 A	8,2 A	7,4 A	7,4 A	7,4 A	,8 A
IDS FINAL	8,3 A	7,9 A	7,0 A	,0 A	1,3 A	9,9 A	1,3 A
I MOT INICIAL	24,1 A	22,9 A	20,5 A	18,4 A	18,7 A	18,4 A	14,0 A
I MOT MAX	26,0 A	23,5 A	21,0 A	18,7 A	18,7 A	18,7 A	14,7 A
I MOT FINAL	19,2 A	18,5 A	16,0 A	3,5 A	2,6 A	15,7 A	2,6 A
T RAMP	1,8 s	2,0 s	2,7 s	,8 s	,7 s	,8 s	1,7 s
TORQUE INICIAL	1,05 N.m	,94 N.m	,76 N.m	3,80 N.m	3,80 N.m	3,80 N.m	,42 N.m
TORQUE MAX	1,44 N.m	1,30 N.m	1,10 N.m	4,70 N.m	4,70 N.m	4,70 N.m	3,20 N.m
TORQUE FINAL	,59 N.m	,57 N.m	,55 N.m	,92 N.m	,93 N.m	,86 N.m	,93 N.m
WR FINAL	0,767	0,755	0,742	0,959	0,964	0,923	0,964

TABELA 8.2 – Resumo dos valores simulados para os métodos eletrônicos de partida

GRANDEZAS	DIMMER SIMPLER	DIMMER SIMPLER PSB	AC/AC CHOPPER	CICLO CONVERSOR	INVERSOR ONDA QUADRADA	INVERSOR PWM SEM FILTRO	INVERSOR PWM COM FILTRO	DUPLO DIMMER	DUPLO DIMMER COM CAP. PERMAN.
DELTA VTR2	3,3 V	4,6 V	3,2 V	3,7 V	4,0 V	3,2 V	3,2 V	3,0 V	2,7 V
V MOT INI	109,4 V	108,1 V	~160V/68V	111,4 V	127 V	~130V/85V	105V/85V	111 V	111,5 V
V MOT END	113,4 V	113,4 V	113,4 V	113,4 V	150 V	120 V	~112 V	113,4 V	113,7 V
IQS INI	14,2 A	13,9 A	~11 A	16 A	25 A	21 A	20 A	6,6 A	7,3 A
IQS MAX	14,8 A	14,5 A	17 A	17 A	25 A	21 A	20 A	6,6 A	12 A
IQS END	3,5 A	3,5 A	3,5 A	3,5 A	5 A	3,5 A	3,6 A	3,5 A	2,6 A
IDS INI	6,8 A	14,0 A	~4 A	6 A	5 A	2,4 A	2 A	9,3 A	6,8 A
IDS MAX	7,0 A	14,2 A	7 A	7,5 A	10 A	~7,5 A	~7,5 A	9,3 A	6,8 A
IDS END	0 A	0 A	0 A	0 A	0 A	0 A	0 A	0 A	1,3 A
I MOT INI	20,6 A	27,0 A	~13 A	18 A	25 A	11,0 A	18 A	14 A	12,8 A
I MOT MAX	20,9 A	27,0 A	19 A	18 A	27 A	21,0 A	19 A	14 A	12,8 A
I MOT END	3,5 A	3,5 A	3,5 A	3,5 A	4 A	3,5 A	3,5 A	3,5 A	2,6 A
T RAMP	1,9 s	,7 s	2,2 s	1,1 s	1,2 s	1,4 s	1,3 s	2,3 s	2,1 s
TORQUE INI	1,00 N.m	3,00 N.m	~2 N.m	5 N.m	20 N.m	4 N.m	4 N.m	1,00 N.m	0,97 N.m
TORQUE MAX	1,70 N.m	4,88 N.m	4,9 N.m	8 N.m	20 N.m	14 N.m	13 N.m	2,4 N.m	3,2 N.m
TORQUE F	,92 N.m	,92 N.m	,92 N.m	,92 N.m	,94 N.m	,91 N.m	,91 N.m	,92 N.m	,93 N.m
WR F	0,959	0,959	0,959	0,959	0,98	0,95	0,95	0,959	0,964

TABELA 8.3 – Comparação entre distorção harmônica e fator de potência de deslocamento

GRANDEZAS	CAP. DE PARTIDA	CAP. DE PARTIDA SEM CHAVE CENTR.	ACAC CHOPPER	CICLO CONVERSOR	INV. ONDA QUADRADA	INV. PWM SEM FILTRO	INV. PWM COM FILTRO	DUPLO DIMMER	DUPLO DIMMER COM CAP. PERMAN.
THD inicial	0,05	0,05	1,02	0,18	1,00	1,00	1,00	0,38	0,44
THD max	0,05	0,05	1,08	0,60	1,80	1,63	1,74	0,43	0,51
THD end	0,00	0,02	0,00	0,00	1,01	1,07	1,03	0,02	0,05
PFD inicial	0,95	0,95	0,97	0,96	0,98	0,98	0,98	0,71	0,71
PFD min	0,56	0,81	0,56	0,56	0,88	0,88	0,89	0,51	0,51
PFD end	0,56	0,81	0,56	0,56	0,97	0,97	0,96	0,81	0,99

O método dimmer duplo com capacitor de regime possibilita diversos parâmetros otimizados com baixa distorção harmônica em operação contínua. Nenhum dos demais métodos leva a um fator de potência em regime aproximadamente unitário. A pequena distorção

harmônica decorre da frequência de ressonância entre o capacitor e o enrolamento auxiliar.

Todos os parâmetros transitórios de fator de potência e de distorção harmônica podem ser desconsiderados, se se avaliam as características de regime. De fato, o método dimmer possui o melhor equilíbrio entre os desempenhos enquanto elemento de acionamento mecânico e carga elétrica. A inserção de um capacitor de operação contínua apenas otimiza estas propriedades já previamente dimensionadas.

Obviamente, este circuito solução foi dimensionado para as condições de carga e de placa de um motor de  $\frac{1}{4}$  Hp, 4 pólos, 110V, mas nada impede que o mesmo circuito, com alterações temporais e mudanças nos dispositivos eletrônicos possa ser utilizado em praticamente qualquer tipo de motor de indução monofásico.

O foco inicial foi a alta corrente inicial do motor, que produz uma distorção temporária de sinal de tensão, provocando cintilações na rede de distribuição. Neste caso, o circuito duplo dimmer proposto atende plenamente as requisições, como se pode concluir de uma análise apurada das três tabelas (8.1, 8.2 e 8.3) e da comparação entre gráficos entre todos os métodos.

Comparado com o método convencional mais comum, o de capacitor de partida, a redução da corrente inicial mantendo o conjugado nominal é de 30% (12,8A/18,4A), sendo inclusive melhor que o método de capacitor permanente (12,8A/14A) na partida, com as mesmas qualidades desse método convencional em regime.

Além das vantagens diretas, o método desenvolvido levou a um benefício secundário de grande monta, a otimização do comportamento do motor enquanto carga elétrica: o motor dimmer com capacitor de regime se comporta, na prática, como uma carga quase puramente resistiva, o que leva à menor utilização possível da rede para aquela potência consumida.

Circuitos complexos com controles otimizados porém onerosos já foram propostos por diversas pesquisas [19][20][21][23][24][26][27], no entanto o foco deste trabalho sempre foi um circuito eficiente e barato para atingir resultados verdadeiramente implementáveis pela indústria nacional.

Considera-se este trabalho finalizado para o que foi proposto no início da pesquisa, a saber um circuito que logre obter o acionamento do motor monofásico com mínima corrente inicial, atendendo às solicitações de conjugado nominal, reduzindo os impactos negativos do transitório de partida. Além dessas vantagens, pôde-se notar que a manutenção do enrolamento auxiliar com

um capacitor de regime otimiza o fator de potência do sistema como um todo, a ponto de fazer o conjunto se comportar, em regime, como uma carga quase resistiva.

Apesar de se ter alcançado o objetivo que foi proposto, nota-se que ainda há caminhos a serem percorridos que ampliam os conhecimentos sobre o motor bifásico com alimentação monofásica, bem como se vislumbram a necessidade de implementação prática para oferecer um sistema comercial de acionamento, em substituição aos métodos convencionais.

Uma possibilidade de pesquisa futura seria a montagem de vários protótipos até que se chegue a circuitos verdadeiramente úteis, práticos e competitivos com os métodos convencionais, não que possam simplesmente substituir [2], mas que possam superá-los, oferecendo melhor desempenho com custo equiparável. O circuito duplo dimmer, desenvolvido como uma alternativa eletrônica, surge como opção de método de partida compacto e robusto.

## APÊNDICE

### Arquivo *PSPH1.m*

```
% Parameters of single-phase induction motor

Vline = 13.8e3*sqrt(2)/sqrt(3);
Sb = 186.5; % 1/4 hp rating in VA
Prated = 186.5; % 1/4 hp output power in W
Vrated = 110; % rated rms voltage in V
P = 4; % number of poles
frated = 60; % rated frequency in Hz
wb = 2*pi*frated; % base electrical frequency
we = wb;
wbm = 2*wb/P; % base mechanical frequency
Tb = Sb/wbm; % base torque
Zb = Vrated*Vrated/Sb; % base impedance in ohms
Vm = Vrated*sqrt(2); % magnitude of phase voltage
Vb = Vm; % base rms voltage
Tfactor = P/(2*wb); % torque expression coefficient
time = 4;
% 1/4 hp, 4 pole, 110 volts capacitor start, capacitor run,
% single-phase induction motor parameters in engineering units from
%
% Krause, P. C. , "Simulation of Unsymmetrical Induction
% Machinery," IEEE Trans. on Power Apparatus,
% Vol.PAS-84, No.11, November 1965.
% Copyright 1965 IEEE

Nq2Nd = 1/1.18; % Nqs/Nds main to aux wdg turns ratio
rqs = 2.02; % main wdg resistance
xlqs = 2.79; % main leakage reactance
rds = 7.14; % aux wdg resistance
xlds = 3.22; % aux leakage reactance
rpds=(Nq2Nd^2)*rds;% aux wdg resistance referred to main wdg
xplds=(Nq2Nd^2)*xlds;% aux wdg leakage reactance referred to main wdg
xplr = 2.12; % rotor leakage reactance referred to main wdg
rpr = 4.12; % rotor wdg resistance referred to main wdg
xmqs = 66.8; % magnetizing reactance referred to main wdg
xMq = 1/(1/xmqs + 1/xlqs + 1/xplr);
xMd = 1/(1/xmqs + 1/xplds + 1/xplr);
J = 1.46e-2; % rotor inertia in kg m2
H = J*wbm*wbm/(2*Sb); % rotor inertia constant in secs.
Domega = 0; % rotor damping coefficient
zcstart = 3 - j*14.5; % starting capacitor in Ohms
zcrun = 9 - j*172; % running capacitor in Ohms
wrsw = 0.75*wb; % rotor speed to change over from start to run in rev/min
wrswbywb = .75;
psipdso = 0;
psipqro = 0;
psipdro = 0;
psipqso = 0;
wrbywbo = 0;
```

```

s = 1;
Crun = 172/2/pi/60;
Rcrun=9;

```

## Arquivo *monoconv.m*

```

% M file for single-phase induction motor

clear all % clear workspace
close all
psph1;
x=5e5;
h=5e5; %valor do buffer dos blocos de leitura
% Calculation of torque speed curve
Vqs = Vrated + j*0; % rms phasor voltage of main wdg
Vpds = Nq2Nd*(Vrated + j*0); % rms aux wdg voltage referred to main wdg
T = (1/sqrt(2))*[ 1 -j; 1 j ]; % transformation
V12 = T*[Vqs; Vpds]; % transforming qsds to sequence

disp('Select with or without capacitor option')
opt_cap = menu('Machine type? ', 'No capacitor', 'With start capacitor
only', 'With start and run capacitor', 'Unstopped Start Capacitor', 'Start with
run Capacitor')
if (opt_cap == 1) % Split-phase machine, no capacitor
disp(' Split-phase machine')
zpcstart = 0 +j*eps; % zcrun referred to main wdg
zpcrun = 0 +j*eps; % zcrun referred to main wdg
zC = zpcstart;
Capstart = 0; % set flag
Caprun = 0; % set flag
wrsbywb = we; % cutoff speed to disconnect start capacitor
time=5;
end % if
if (opt_cap == 2) % Capacitor-start machine
disp(' Capacitor-start machine')
zpcstart = (Nq2Nd^2)*zcstart; % zcrun referred to main wdg
zpcrun = 0 +j*eps; % zcrun referred to main wdg
zC = zpcstart;
Capstart = 1; % set flag
Caprun = 0; % set flag
wrsbywb = 0.75; % rotor speed to disconnect start capacitor
time=3;
end % if
if (opt_cap == 3) % Capacitor-run machine
disp(' Capacitor-run machine')
zpcstart = (Nq2Nd^2)*zcstart; % zcrun referred to main wdg
zpcrun = (Nq2Nd^2)*zcrun; % zcrun referred to main wdg
zC = zpcrun;
Capstart = 0; % set flag
Caprun = 1; % set flag
wrsbywb = 0.75; % rotor speed to changeover from start to run
time=3;
end % if
if (opt_cap == 4) % Start Capacitor Running
disp(' Capacitor-start at Steady State')
zpcstart = (Nq2Nd^2)*zcstart; % zcrun referred to main wdg
zpcrun = 0 +j*eps; % zcrun referred to main wdg
zC = zpcstart;

```

```

Capstart = 1; % set flag
Caprun = 0; % set flag
wrsbywb = 2; % cutoff speed to disconnect start capacitor
time=3;
end % if
if (opt_cap == 5) % Start with Running Capacitor
disp(' Start with Capacitor-run')
zpcstart = (Nq2Nd^2)*zcrun; % zcrun referred to main wdg
zpcrun = (Nq2Nd^2)*zcrun; % zcrun referred to main wdg
zC = zpcrun;
Capstart = 0; % set flag
Caprun = 1; % set flag
wrsbywb = 0.75; % rotor speed to disconnect start capacitor
time=5;
end % if

Rcrun = real(zpcrun); % referred resistance of run capacitor
Xcrun = imag(zpcrun); % referred reactance of run capacitor
Crun = -1/(wb*Xcrun); % referred capacitance of run capacitor
Rcstart = real(zpcstart); % referred resistance of start capacitor
Xcstart = imag(zpcstart); % referred reactance of run capacitor
Cstart = -1/(wb*Xcstart); % referred capacitance of start capacitor

% network parameters of positive and negative sequence circuit
zqs = rqs + j*xlqs; % self impedance of main wdg
zcross = 0.5*(rpds + real(zC) - rqs) + j*0.5*(xplds + imag(zC) - xlqs);

%set up vector of slip values
s = (1:-0.02:0);
N=length(s);

for n=1:N
s1 = s(n); % positive sequence slip
s2 = 2-s(n); % negative sequence slip
wr(n)=2*we*(1-s1)/P; % rotor speed in mechanical rad/sec
if abs(s1) < eps; s1 = eps; end;
zp1r = rpr/s1 + j*xp1r;
z1s= j*xmq*zp1r/(zp1r + j*xmq);
if abs(s2)< eps; s2 = eps; end;
zp2r = rpr/s2 + j*xp1r;
z2s= j*xmq*zp2r/(zp2r + j*xmq);
z11 = zqs + z1s + zcross;
z22 = zqs + z2s + zcross;
zmat = [ z11 -zcross; -zcross z22 ];
I12 = inv(zmat)*V12;
I1s = I12(1);
I2s = I12(2);
Iqd = inv(T)*[I1s; I2s];
Sin = [Vqs Vpds]*conj(Iqd);
Pin = real(Sin);
angIq(n) =angle(Iqd(1))*180/pi;
angId(n) =angle(Iqd(2))*180/pi;
magIq(n) =abs(Iqd(1));
magId(n) =abs(Iqd(2));
Ip1r = -j*xmq*I1s/(zp1r + j*xmq);
Ip2r = -j*xmq*I2s/(zp2r + j*xmq);
Tavg(n)=(P/(2*we)) * (abs(Ip1r)^2*rpr/s1 - abs(Ip2r)^2*rpr/s2);
Pavg(n)=Tavg(n)*wr(n);
if abs(Pin) < eps; Pin = eps; end;
eff(n)=100*Pavg(n)/Pin;

```

```

end % n for loop

disp('Select the level of network load')
opt = menu('Load? ', 'High Load', 'Medium Load', 'Low Load')
if (opt == 1)
loadr = 10.3e3; % FP = 0.96
loadz = 3e3;
end % if
if (opt == 2)
loadr = 4e3; % FP = 0.98
loadz = 800;
end % if
if (opt == 3)
loadr = 1e3; % FP = 1
loadz = 1;
end % if

```

### Arquivo *dados.m*

```

close all;
display('graphs of network data');
figure;
plot(t,vtr1r/(Vline/sqrt(2)), 'k', t, vtr2r/Vrated, 'b:');
axis([0 time 0.9 1.1]);
ylabel('pu Voltage of TR 1 & 2');
hold;
figure;
plot(t, vtr2r, 'k', t, vloadr2, 'b:', t, vmotorr, 'g-.');
ylabel('vtr2, vload e vmotor');
hold;
figure;
plot(t, itr2r, 'k', t, imotorr, 'g-.');
ylabel('itr2 e imotor');
hold;
figure;

display('graphs of the motor data');
plot(t, vqs, 'k', t, vds, 'b:');
axis([0.25 0.30 -200 200]);
ylabel('Vqs & Vds waveform at beggining');
hold;
figure;
plot(t, vqs, 'k', t, vds, 'b:');
axis([time-0.5 time-0.45 -200 200]);
ylabel('Vqs & Vds waveform at steady state');
hold;
figure;
plot(t, iqs, 'k', t, ids, 'b:');
axis([0.25 0.30 -30 30]);
ylabel('Iqs & Ids waveform at beggining');
hold;
figure;
plot(t, iqs, 'k', t, ids, 'b:');
axis([time-0.5 time-0.45 -30 30]);
ylabel('Iqs & Ids waveform at steady state');
hold;
figure;
plot(t, vqsr, 'k', t, vdsr, 'b:');
ylabel('Vqs & Vds RMS');
hold;
figure;

```

```
plot(t,iqsr,'k',t,idsr,'b:');
ylabel('Iqs & Ids RMS');
hold;
figure;
plot(t,wr,'k');
ylabel('Relative Speed');
hold;
figure;
plot(t,T,'k',t,-load,'b:');
ylabel('Normalized Torque');
hold;
figure;
plot(wr,T,'k',wr,-load,'b:');
ylabel('Normalized Torque X Relative Speed');
hold;
figure;
plot(wr,imotorr,'k');
ylabel('Motor current RMS X Relative Speed')
```

## **REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

- [1] NERI JR. – Almir Laranjeira Neri Júnior, *Acionamento do motor fracionário bifásico através de uma rede de alimentação monofásica*. Trabalho de pesquisa de iniciação científica com bolsa SAE – Unicamp orientado pela Profa Dra. Ana Cristina C. Lyra na FEEC – UNICAMP, julho de 2001.
- [2] NERI JR. – Almir Laranjeira Neri Júnior, *Implementação prática com chaves eletrônicas para o acionamento do motor fracionário bifásico através de uma rede de alimentação monofásica*. Trabalho de pesquisa de iniciação científica com bolsa FAPESP orientado pela Profa Dra. Ana Cristina C. Lyra na FEEC – UNICAMP, julho de 2002.
- [3] NERI JR. – Almir Laranjeira Neri Júnior, *Métodos alternativos para o acionamento do motor fracionário bifásico: testes com carga e análise de viabilidade econômica*. Trabalho de pesquisa de iniciação científica com bolsa FAPESP orientado pela Profa Dra. Ana Cristina C. Lyra na FEEC – UNICAMP, dezembro de 2002.
- [4] NERI JR. – Almir Laranjeira Neri Júnior e Ana Cristina Cavalcanti Lyra, *A new topology supply for a single-phase fractional induction motor*, V Conferência de Aplicações Industriais – V Induscon, Salvador, Brasil, 2002.
- [5] SEN – P.C. Sen, *Principles of Electric Machines and Power Electronics*, Ed. John Wiley & Sons, New York, 1997.
- [6] VEINOTT – Cyril G. Veinott, *Fractional and subfractional horsepower electric motors*, 2<sup>a</sup> ed., Ed. McGraw-Hill, New York, 1970.
- [7] DAWES – Chester L. Dawes, *Curso de Eletrotécnica*, 1<sup>a</sup> ed., vol. 2, Ed. Globo, 6<sup>a</sup> reimpressão, 1964.
- [8] ONG – Chee-Mun Ong, *Dynamic Simulation of Electric Machinery using MATLAB/SIMULINK*, Ed. Prentice Hall, 1998.
- [9] RASHID – Muhammad H. Rashid, *Power electronics*, 2<sup>a</sup> ed., Ed. Prentice Hall, 1993.
- [10] BURIAN – Yaro Burian, *Circuitos Elétricos*, Burian Editora, 1993.
- [11] FITZGERALD – Fitzgerald, Kingsley Jr., Umans, *Electric Machinery*, Ed. McGraw-Hill, 1992.
- [12] KRAUSE – Paul C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, Ed. McGraw-Hill, 1987.
- [13] KUSOW – I. L. Kusow, *Máquinas Elétricas e Transformadores*, Ed. Globo, 1979.

- [14] ELGERD – Olle I. Elgerd, *Electric Energy Systems Theory: an Introduction*, Ed. McGraw-Hill, 1971.
- [15] MONTICELLI – Alcir Monticelli e Ariovaldo Garcia, *Introdução a Sistemas de Energia Elétrica*, Ed. Unicamp, 2000.
- [16] TURNER – L. W. Turner, *Circuitos e dispositivos eletrônicos*, vol. 2, Ed. Hemus, 1982.
- [17] BOYLESTAD – Robert Boylestad e Louis Nashelsky, *Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos*, 5<sup>a</sup> ed., Ed. Prentice Hall, 1994.
- [18] RABINOVICI – R. Rabinovici e Z. Keller, *Power electronic drivers for single-phase induction motors*. Electromotion, vol. 3, no. 3, pp. 129-133, 1996.
- [19] MULJADI – E. Muljadi, Y. Zhao, T. Liu e T. A. Lipo, *Adjustable AC capacitor for a single-phase induction motor*, IEEE Trans. On Industry Applications, vol. 29, no. 3, pp. 479-485, 1993.
- [20] BA-THUNYA – A. S. Ba-thunya, R. Khopar, K. Wei, H. A. Toliyat, *Single-Phase Induction Motor Drives – A Literature Survey*, Proceedings of the IEEE-IEMDC'01, pp.911-916, 2001.
- [21] LIU – T. Liu e P. Wang, *Adjustable switched capacitor control for a single-phase induction motor*, Proceedings of the IEEE-IECON'93, vol. 2, pp. 1140-1145, 1993.
- [22] FAIZ – J. Faiz, M. Ojaghi e A. Keyhani, *PSPICE simulation of single-phase induction motors*, IEEE Tras. on Energy Conversion, vol. 14, no. 1, pp. 86-92, 1999.
- [23] PARK – S. Park; H. Lim; G. Cho; H. Baek; S. Lee; Y. Chang; J. Seo, *A study on the reduction of in-rush current for energy saving of single-phase induction motor*, Proceedings of IEEE-ICEMS'01, vol.1, pp. 67-71, 2001.
- [24] FEI – R. W. Fei, J. D. Lloyd e M. C. Dierkes, *An experimental study of single-phase induction motor starting performance and its dependency on winding harmonics*, Proceedings of IEEE-IAC'95, vol. 1, pp. 571-578, 1995.
- [25] WILLIAMS – Dean Williams, *O refrigerador elétrico*, Tese de Mestrado defendida na Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Unicamp, 2002.
- [26] ENJETI – P. N. Enjeti e S. Choi, *An approach to realize higher power PWM AC controller*, Proceedings of IEEE-APEC'93, pp. 323-327, 1993.
- [27] JULIAN – A. L. Julian, R. S. Wallace e P. K. Sood, *Multi-Speed Control of Single-Phase Induction Motors for Blower Applications*, IEEE Transactions on Power Applications, vol. 10, no. 1, pp. 72-77, 1995.

[28] PROCEL – Vários, *Conservação de Energia – Eficiência Energética de Instalações e Equipamentos*, ed. da EFEI, 2001.

[29] IEEE 519 – *IEEE Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems*, IEEE, 1992.

[30] BURIAN (2) – *Circuitos Elétricos, Magnéticos e Teoria Eletromagnética*, Edição do Autor, 1996.