PEDRO PEREIRA DE PAULA

ASPECTOS DE PROJETO, SIMULAÇÃO E OPERAÇÃO DE GERADORES E MOTORES DE RELUTÂNCIA CHAVEADOS

Tese apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para a obtenção do título de Doutor em Engenharia.

São Paulo
2000

PEDRO PEREIRA DE PAULA

Engenheiro Eletricista, EPUSP, 1981

Mestre em Engenharia Elétrica, EPUSP, 1993

ASPECTOS DE PROJETO, SIMULAÇÃO E OPERAÇÃO DE GERADORES E MOTORES DE RELUTÂNCIA CHAVEADOS

Tese apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para a obtenção do título de Doutor em Engenharia.

Área de concentração: Sistemas de Potência

Orientador: Prof. Dr. Sílvio Ikuyo Nabeta

São Paulo
2000

de Paula, Pedro Pereira
Aspectos de projeto, simulação e operação de geradores e motores de relutância chaveados. São Paulo, 2000.
178p.
Tese (Doutorado) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.
1. Máquinas elétricas. 2. Geradores de relutância chaveados. 3. Motores de relutância chaveados. 4. Elementos finitos – aplicações. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

BC

Universidade de São Paulo
Biblioteca da Escola Politécnica

FT- 1442

Dedico este trabalho aos meus pais,

irmãos e à minha esposa.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Sílvio Ikuyo Nabeta

Ao Prof. Dr. José Roberto Cardoso

Ao Prof. Dr. Leo Batista

Ao amigo Wanderlei Marinho da Silva

Ao amigo Álvaro Batista Dietrich

Ao Prof. Gildo Costa

À Profª Drª Sueli Cristina Marquesi

Ao Prof. Dr. Valdemir Gutierrez

Ao amigo Luciano Benitez Pereira

Aos amigos da UNICSUL

Aos amigos do LMAG

Aos amigos do CTMSP

Aos amigos Brandi, Sônia, Míriam, Tito, Vagner e Marina

Ao pessoal da Biblioteca do IEE-USP, da Biblioteca de Engenharia Elétrica da EPUSP, da Biblioteca da UNICSUL e da Biblioteca do CTMSP

À Universidade Cruzeiro do Sul

Ao Centro Tecnológico da Marinha em São Paulo

A todos que direta ou indiretamente colaboraram na realização deste trabalho.

ASPECTOS DE PROJETO, SIMULAÇÃO E OPERAÇÃO DE GERADORES E MOTORES DE RELUTÂNCIA CHAVEADOS

Tese (Doutorado), EPUSP, São Paulo 2000

de Paula, Pedro Pereira

ERRATA

Página	Onde se lê:	Leia-se:
03, 2º par.	... uma diminuição da necessidade da realização de atividades experimentais ...	... uma diminuição da quantidade de atividades experimentais ...
04, 1º par.	A interação destas correntes com o campo magnético no entreferro, resulta na conversão eletromecânica de energia, representada pelo torque e velocidade desenvolvidos.	Estas correntes constituem as fontes do campo magnético distribuído em toda a geometria da máquina e é determinado automaticamente pelo programa.
06, 4º par.	... documentar ...	... relatar ...
38, 1º par.	... figuras 6.6 e 6.14.	... figuras 6.7 e 6.15.
39, 1º par.	... indefinidamente, ...	... acentuadamente, ...
42, 1º par.	... a saturação é essencial para aumentar a eficiência do acionamento.	... a saturação é essencial para aumentar o fator ER.
62, Fig. 4.3	t_{ext}	t_{exc}
63, Fig. 4.4	de θ_a até θ_{ext}	de θ_f até θ_{ext}
72, eq. (30)	R_c	R_1
85, 1º par.	... figura 3.12.	... figura 3.14.
94, 1º par.	... das forma idealizada ...	... da forma idealizada ...
97, 1º par.	... figuras 6.3, 6.4 e 6.5 ...	... figuras 6.3, 6.4 e 6.6 ...
156, 1º par.	... a figura 6.14 ...	... a figura 7.14 ...

SUMÁRIO

Resumo

Abstract

1. INTRODUÇÃO 01

2. CONTEXTO ATUAL E PERSPECTIVAS 08

3. PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO DOS GERADORES E MOTORES DE RELUTÂNCIA CHAVEADOS 15

3.1 Generalidades 15

3.2 Modos de operação do conversor eletrônico 23

3.3 Fluxos de energia e produção de torque 34

3.4 Características de torque versus velocidade 44

3.5 Sensoreamento da posição angular do rotor 49

3.6 Descrição do protótipo disponível 52

4. GERADORES DE RELUTÂNCIA CHAVEADOS 59

4.1 Introdução 59

4.2 Simetrias das formas de onda da corrente 67

4.3 Tensão do barramento CC 69

5. SIMULAÇÃO PELO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS 74

5.1 Aspectos iniciais 74

5.2 Simulação magnetostática 79

5.3 Acoplamento com as equações de circuitos 83

6. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES 90

6.1 Resultados das simulações magnetostáticas 90

6.1.1 Determinação das características de torque estático 90

6.1.2 Cálculo da indutância e do fluxo concatenado 97

6.2 Simulação do funcionamento como motor 106

6.2.1 Introdução 106

6.2.2 Simulação da operação no modo de pulso único 106

6.2.2.1 Influência do ângulo de início de condução 112

6.2.2.2 Influência da tensão do barramento CC 116

6.2.3 Simulação da operação no modo de comutação suave 120

6.2.4 Simulação da operação no modo de comutação forçada 124

6.3 Simulação do funcionamento como gerador 128

6.3.1 Introdução 128

6.3.2 Definição das condições operacionais para as simulações 130

6.3.3 Simulações da operação em regime permanente 132

6.3.4 Simulações de transitórios 145

7. DISCUSSÃO GERAL E RESULTADOS EXPERIMENTAIS 149

7.1 Análise da metodologia 149

7.2 Resultados experimentais 158

8. CONCLUSÃO 169

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 172

RESUMO

A finalidade deste trabalho é desenvolver uma contribuição ao projeto de geradores e motores de relutância chaveados. A primeira etapa do projeto consiste no dimensionamento inicial da máquina através de métodos analíticos convencionais[01] para, em seguida, desenvolver o seu refinamento usando o Método dos Elementos Finitos acoplado com as equações de circuitos elétricos.

Inicialmente, é apresentada uma abordagem atualizada dos aspectos construtivos e operacionais deste equipamento, comuns aos dois modos de funcionamento, bem como dos aspectos relevantes da metodologia computacional utilizada.

Apresentam-se, em seguida, os resultados das simulações conduzidas para a obtenção das características de torque estático, do fluxo concatenado e das indutâncias, em função da posição angular do rotor e da corrente, as suas implicações no projeto e a sua utilização para a definição das condições operacionais dinâmicas a serem simuladas.

Em seguida, são apresentados os resultados das simulações em regime permanente e em transitórios operacionais da máquina elétrica funcionando de uma forma integrada com o seu conversor eletrônico dedicado.

No fechamento deste trabalho, estes resultados são discutidos e comparados com alguns ensaios realizados. Apresenta-se também os possíveis desdobramentos para a continuidade do projeto deste tipo de equipamento.

O enfoque essencial deste trabalho é a máquina elétrica e os seus resultados propiciam também uma orientação para a definição dos requisitos de projeto do conversor eletrônico e do sistema de controle.

ABSTRACT

This work aims to provide a contribution to the project of switched reluctance generators and motors. The first stage of the project consists of initial dimensioning of the machine through conventional analytical methods [01] followed by its refinement by using the Finite-element Method coupled with circuit equations.

An updated approach on the constructive and operational aspects common to both the ways of functioning of the equipment, as well as relevant aspects of the computational methodology used are initially presented.

Results of simulations carried out to obtain static torque characteristics, flux-linkage and inductance, as a function of angular position of rotor and current, their implications in the project and their use to define dynamic operational condition to be simulated are then showed.

Sequentially, results of the steady-state and transients operational simulations of the electric machine working in an integrated way with its dedicated electronic converter are presented.

In the closing of this work, these results are discussed and compared to some of the tests performed. Related subjects for continuation of the project of this type of equipment are also presented.

The main focus of this work is the electric machine and its results also provide an orientation to the definition of requirements to the project of electronic converter and control system.

1 INTRODUÇÃO

O motor de relutância chaveado constitui um dos exemplos dos modernos tipos de máquinas elétricas em desenvolvimento em âmbito mundial. Inúmeras instituições de pesquisa, universidades e fabricantes estão dirigindo seus esforços para a obtenção deste tipo de acionamento em velocidade variável, bem como em aplicações nas quais estas máquinas operam como geradores elétricos.

O desenvolvimento de novos tipos de máquinas e a melhoria dos equipamentos existentes vem sendo propiciada pelos mais recentes avanços tecnológicos, principalmente, nas seguintes áreas do conhecimento:

- eletrônica de potência;
- controle eletrônico;
- novos materiais;
- projeto assistido por computador.

Dentro do nosso contexto, não podemos deixar de citar os inúmeros processos industriais que apresentam um grande potencial de aprimoramento com o acionamento das cargas mecânicas com motores de velocidade variável. Como exemplo, temos os processos de controle da vazão de fluídos. Tipicamente, numa planta convencional, faz-se o acionamento de bombas com motores de indução funcionando com velocidade praticamente constante. O controle da vazão dos fluídos é feito com a inserção de válvulas nas tubulações, possibilitando o aumento ou a diminuição da área de passagem destes fluídos para a obtenção do controle da vazão requerida pelo processo. Neste tipo de situação, freqüentemente, as condições operacionais dos motores de indução são bastante desfavoráveis, com uma grande diminuição do fator de potência e do rendimento como conseqüência da operação com

valores de potências bastante diferentes dos seus valores nominais e, desta maneira, degradando a eficiência destes processos.

O requisito de operação em velocidade variável, com controle de torque e velocidade, é exigido por inúmeros processos industriais, por inúmeros eletrodomésticos e também para a tração elétrica de ônibus, trens e de navios. Os esforços de desenvolvimento estão sendo dirigidos para o aprimoramento destas inúmeras aplicações.

Os recentes avanços tecnológicos têm viabilizado a obtenção de novas configurações de máquinas elétricas inexeqüíveis até pouco tempo atrás e têm provocado uma profunda mudança na metodologia usada nos projetos, fabricação e nas aplicações de máquinas elétricas. Os novos desenvolvimentos tecnológicos viabilizaram também a otimização da utilização das máquinas convencionais, propiciada pelos conversores e controladores eletrônicos. Como exemplos de novos tipos de máquinas recentemente desenvolvidos, temos os motores e geradores de relutância chaveados, motores síncronos de relutância e os motores e geradores com ímãs permanentes sem escovas e comutados eletronicamente. Estas novas configurações englobam, tanto máquinas rotativas, como máquinas lineares e que, em inúmeras configurações, são alimentadas através de conversores eletrônicos dedicados e com algum tipo de sensoreamento da posição angular do rotor.

Os novos desenvolvimentos também propiciam o aprimoramento das máquinas convencionais. Como exemplo da otimização da utilização de motores de indução convencionais, podemos citar a alimentação destes motores com inversores de freqüência, possibilitando, desta maneira, a obtenção de um acionamento elétrico em velocidade variável.

O desenvolvimento de novos materiais também tem contribuído de maneira significativa para o desenvolvimento da área de máquinas elétricas. Como exemplo, podemos citar a redução de peso e de volume das máquinas

nas últimas décadas. Esta simples redução traz inúmeros benefícios, tais como: aumento do rendimento, maior flexibilidade operacional, obtenção de máquinas com parâmetros eletromagnéticos e eletromecânicos mais favoráveis, com menores custos de fabricação e de operação, etc.

O projeto assistido por computador tem propiciado a obtenção de soluções mais confiáveis para o projeto acarretando assim, uma diminuição da necessidade da realização de atividades experimentais com protótipos, minimizando, desta maneira, os custos dos novos desenvolvimentos. Os novos programas computacionais para o modelamento de máquinas elétricas e dispositivos eletromagnéticos, baseados no método dos elementos finitos, oferecem os recursos necessários para orientar a otimização do desempenho. Estes avanços dos programas computacionais, compreendem a possibilidade do acoplamento da solução do circuito magnético do motor com o circuito elétrico de alimentação. Isto significa dizer que é possível resolver, simultaneamente, e de forma integrada, dois grandes sistemas de equações. Um dos sistemas refere-se ao circuito elétrico de alimentação e o outro, ao modelo eletromagnético do motor. Assim, torna-se possível simular o equipamento em condições bastante próximas das condições reais de operação. Para se ter uma idéia desta evolução, basta citar o fato de que, até alguns anos atrás, estes tipos de programas para o modelamento de máquinas elétricas assumiam como parâmetros conhecidos, as correntes que circulam pelos enrolamentos. Os programas atuais permitem simular a alimentação das máquinas com as suas fontes de tensão e calculam as correntes resultantes, levando em consideração os fenômenos eletromagnéticos e eletromecânicos envolvidos no funcionamento do equipamento.

Assim, por exemplo, a simulação do motor de relutância chaveado parte da tensão disponível no barramento de corrente contínua e calcula a corrente instantânea resultante, levando em consideração as forças contra-

eletromotrizes e todas as quedas de tensão nas chaves de potência e nos enrolamentos. A interação destas correntes com o campo magnético no entreferro, resulta na conversão eletromecânica de energia, representada pelo torque e velocidade desenvolvidos. Desta forma é possível estudar todo o processo de conversão de energia que ocorre no equipamento e torna-se possível simular as diversas condições operacionais tanto em regime permanente como em transitórios.

Um outro aspecto da evolução a ser destacado, é a utilização da técnica da banda de rolamento para a otimização da solução do problema eletromagnético. Esta técnica será adequadamente descrita no capítulo relativo à aplicação do método dos elementos finitos. Somente recentemente, graças aos avanços dos recursos computacionais, é que estes tipos de programas puderam ser desenvolvidos.

Como conseqüência da evolução tecnológica aqui delineada, temos observado nos últimos anos um número cada vez maior de tipos diferentes de acionamentos em velocidade variável destinados a inúmeras aplicações. Em cada aplicação em particular, o engenheiro se defronta com várias opções, e a escolha da melhor, sob os diversos pontos de vista pertinentes, requer uma análise criteriosa, que deve ser embasada num conhecimento profundo das características de cada opção.

A possibilidade da obtenção da melhor solução em cada caso resulta da capacidade do engenheiro em manipular diversos aspectos mutuamente incompatíveis. Estes aspectos são, basicamente, a obtenção de um acionamento com um alto rendimento, baixo custo de projeto, de fabricação e de operação, associados a uma vida útil especificada para o equipamento.

O motor de relutância chaveado aparece com diversas vantagens para determinados tipos de aplicações devido as suas características construtivas, de fabricação e de desempenho. Suas características estão favorecendo as

aplicações em eletrodomésticos, máquinas-ferramenta, bobinadeiras de indústrias têxteis e tração elétrica, entre outros, nas quais o alto rendimento numa larga faixa de potência e de velocidade é um requisito muito importante a ser atendido.

Esta máquina também está sendo desenvolvida para o funcionamento como gerador elétrico em aplicações onde se requer uma máquina robusta, confiável, operando numa ampla faixa de velocidade em ambientes agressivos, além de uma grande flexibilidade operacional, alto rendimento e baixo custo de fabricação. Esta máquina se adapta bem ao funcionamento como gerador em condições de velocidade variável.

Aspectos importantes a serem considerados na geração de energia referem-se ao atendimento do requisito de provocar o mais baixo impacto ambiental possível e ao aproveitamento de fontes renováveis de energia. O aproveitamento do potencial eólico, que implica na utilização de geradores elétricos funcionando em velocidade variável, se enquadra com perfeição nestes aspectos. Isto favorece a utilização dos geradores de relutância chaveados, tanto em instalações fixas em terra, como a bordo de navios e veleiros. Outras aplicações que estão sendo desenvolvidas referem-se ao funcionamento como motor de arranque e gerador de bordo, tanto acoplados em turbinas de aviões, como acoplados a motores a explosão de automóveis convencionais e de automóveis híbridos.

As características de desempenho deste tipo de máquina são fortemente dependentes dos conversores eletrônicos e do seu esquema de controle. A configuração do conversor eletrônico necessário para a sua alimentação também é bastante simples e requer um número de chaves eletrônicas de potência menor do que os dos demais tipos de máquinas. Do ponto de vista do conversor, para esta máquina funcionar como motor ou como gerador, basta atuar nos sinais de comando de chaveamento dos dispositivos

de potência. Ou seja, o mesmo conversor que comanda o funcionamento desta máquina como motor é utilizado para comandar o seu funcionamento como gerador. Desta forma, usando-se métodos de projeto adequados, é possível obter um acionamento em velocidade variável com alto rendimento e de baixo custo.

Passaremos agora a apresentar sumariamente o escopo deste trabalho. A finalidade básica deste trabalho é dar uma contribuição ao desenvolvimento de métodos de projeto para o acionamento de cargas mecânicas ou para a geração de energia elétrica, em diversos tipos de regimes de trabalho, usando motores e geradores de relutância chaveados.

A primeira contribuição nesta área desenvolvida na EPUSP foi em 1993, com a Dissertação de Mestrado [01], na qual foi feita uma abordagem do Método dos Elementos Finitos como auxílio ao projeto deste tipo de acionamento. Neste trabalho, foram desenvolvidas as necessárias ferramentas de projeto e foi construído um protótipo de motor com um conversor dedicado com a finalidade de propiciar condições adequadas para consolidar a capacitação pretendida com este tipo de acionamento. E este constitui o ponto de partida do atual trabalho.

Nesta Tese será desenvolvida em primeiro lugar uma atualização das técnicas de projeto deste tipo de acionamento. Esta atualização consiste em documentar os novos conhecimentos adquiridos nos últimos anos deste tipo de máquina, sob os pontos de vista de máquinas elétricas, eletrônica de potência e controle eletrônico. Estes conhecimentos referem-se aos aspectos de projeto, modelamento analítico, modelamento pelo método dos elementos finitos e de operação como motor e como gerador.

Uma outra contribuição deste trabalho será a abordagem do modelamento desta máquina, funcionando como motor e como gerador elétrico, pelo método dos elementos finitos acoplados com circuitos elétricos.

Desta forma, serão apresentados os resultados das simulações do equipamento funcionando como motor, com e sem o recortamento da tensão CC aplicada aos seus enrolamentos. Este recortamento (chopping) será feito com a técnica PWM (pulse-width modulation). Serão apresentados também os resultados das simulações da máquina funcionado como gerador elétrico auto-excitado alimentando uma carga resistiva.

Cumpre destacar que o enfoque principal deste trabalho é a máquina elétrica e os seus processos de conversão eletromecânica de energia. Por se tratar de uma máquina elétrica que funciona somente com um conversor eletrônico dedicado, naturalmente, existem diversos parâmetros de controle que devem ser adequadamente ajustados para a otimização do seu desempenho. Este trabalho também abordará alguns aspectos relacionados às influências destes diversos parâmetros de controle.

O protótipo de conversor disponível para os ensaios tem como principal limitação o fato de ele não dispor de malhas fechadas de controle. Isto, entretanto, não prejudica a realização de diversos ensaios que serão devidamente incorporados e discutidos no âmbito deste trabalho.

No fechamento deste trabalho, apresentaremos as conclusões obtidas, a discussão dos mais diversos aspectos abordados e apresentaremos sugestões de novos trabalhos que poderão ser desenvolvidos.

2 CONTEXTO ATUAL E PERSPECTIVAS

O motor ou o gerador de relutância chaveado consiste basicamente de um estator e de um rotor com pólos salientes, construídos normalmente com chapas de ferro silício e algum tipo de sensor de posição angular do rotor para gerar os sinais de chaveamento das fases do estator. Cada fase é constituída por bobinas concentradas montadas em pólos diametralmente opostos do estator. O rotor não tem nenhum tipo de enrolamento ou ímãs permanentes e o motor desenvolve unicamente torque de relutância. Devido a este fato, o sentido da corrente contínua injetada em suas fases é indiferente e, desta maneira, possibilita a minimização do número de chaves de potência por fase em seu conversor eletrônico de alimentação. Esta máquina opera somente associada com um conversor eletrônico dedicado e, provendo-se adequadas ações de controle, ela pode funcionar como motor ou como gerador, em ambos os sentidos de rotação.

Lawrenson et al[02] e Miller[03, 04] citam que os conceitos básicos relativos aos motores de relutância foram estabelecidos em meados do século passado. No entanto, sua utilização prática era quase impossível devido às limitações tecnológicas da época, e suas aplicações praticamente se limitavam ao rol das curiosidades científicas.

Kenjo[05] cita que, numa publicação japonesa de 1927 consta um artigo que trata da aplicação da eletricidade em navios de guerra. Este artigo traz a descrição de um motor de relutância para o controle remoto de lançadores de torpedos e de canhões. O controle da alimentação das fases deste motor era feito através de uma chave rotativa manual.

Devido à sua forma construtiva, a história do desenvolvimento do motor de relutância chaveado se confunde enormemente com a do motor de passo de relutância variável. Suas formas construtivas são idênticas à primeira vista.

No entanto, Miller[03, 04] cita duas diferenças básicas entre estes motores. A primeira é que no motor de relutância chaveado o ângulo de condução de corrente nas fases é controlado e sincronizado com a posição angular do rotor. Por outro lado, no motor de passo de relutância variável as fases são alimentadas com ondas quadradas de tensão, numa seqüência determinada para girar numa direção desejada, sem realimentação da posição do rotor e com uma taxa de variação de aceleração suficientemente controlada para não provocar a perda de passos. A segunda diferença é que o motor de relutância chaveado, graças à sua realimentação da posição angular do rotor, permite uma eficiente conversão de energia numa ampla faixa de velocidade. Já o motor de passo de relutância variável é projetado para desenvolver torque numa faixa restrita de velocidade, pois o objetivo principal do motor de passo é a precisão do posicionamento angular, ficando a eficiência na conversão de energia em um plano menos importante.

Outras denominações utilizadas para o motor de relutância chaveado, segundo Miller[03, 04], são: motor de relutância sem escovas comutado eletronicamente, motor de relutância variável e motor de relutância comutado.

Uma das principais características que tornam o motor de relutância chaveado competitivo com os demais tipos de acionamentos em velocidade variável é a realimentação de posição angular do rotor. Esta realimentação possibilita a maximização da eficiência e uma maior flexibilidade de controle numa ampla faixa de velocidades e foi utilizada pela primeira vez, segundo Lipo[06], pelo Prof. Lawrenson, da Universidade de Leeds aproximadamente 40 anos atrás. Ehsani[07] cita que as faixas de velocidade típicas podem se situar na relação 100:1 até 1000:1.

Lipo[06] desenvolve um estudo comparativo entre os motores de relutância e os motores de indução e, como conclusão, aponta o grande potencial de desempenho superior dos primeiros em relação aos segundos.

Neste trabalho, a ênfase principal do autor é o motor síncrono de relutância. Este motor se diferencia dos motores de relutância chaveados pelo seu estator cilíndrico com enrolamentos trifásicos distribuídos, podendo ser alimentado pela rede sem a necessidade de conversores especiais.

Lawrenson et al[02] citam também que as bases do desenvolvimento de seus trabalhos com motores de relutância chaveados, na Universidade de Leeds, se apoiaram na experiência adquirida com os motores síncronos de relutância e que um dos primeiros objetivos a que se propuseram foi a demonstração da possibilidade de desenvolvimento de um acionamento com alta eficiência, alimentado com correntes unidirecionais, minimizando assim o número de chaves necessárias por fase. Lovatt[08] e Harris[09] apresentam comparações entre os motores de relutância chaveados e concluíram que os primeiros têm um desempenho superior aos segundos, nos diversos aspectos analisados.

Existem as mais diversas formas construtivas de motores de relutância chaveados, desde motores com rotores laminados na direção perpendicular ao eixo, passando por motores com rotores segmentados, motores com dentes nas peças polares, motores com rotores laminados axialmente, motores com rotores externos, motores na forma de disco e motores lineares[03]. O motor objeto deste trabalho, tem a forma construtiva do primeiro motor citado.

Existe uma gama de aplicações bastante extensa para os motores de relutância chaveados. Segundo Lawrenson[10], a faixa de velocidades inicia-se em dezenas de rpm e vai até dezenas de milhares de rpm (por exemplo: bobinadeiras de indústrias têxteis desenvolvendo 1 kW a 26000 rpm), e a faixa de potências inicia-se em dezenas de watts e vai até unidades de MW. Ehsani[07] cita a produção e a operação com sucesso de uma máquina de 5 MW a 50 rpm e de uma aplicação de 10 kW a 100000 rpm.

Diversas aplicações em aeronaves também estão sendo desenvolvidas[11-29]. Uma primeira motivação é a substituição de acionamentos hidráulicos e pneumáticos por acionamentos elétricos, com vantagens na redução de peso e volume, na obtenção de uma maior flexibilidade na distribuição dos equipamentos no interior das aeronaves e um melhor atendimento aos requisitos de confiabilidade e de tolerância a falhas. Estas idéias estão associadas ao desenvolvimento de aeronaves com uma potência elétrica embarcada cada vez maior. Uma primeira implicação desta concepção, refere-se justamente ao atendimento ao requisito de se ter geradores elétricos embarcados com suficiente potência, desempenho e confiabilidade. Entre as referências citadas, temos o desenvolvimento de equipamentos para funcionar como motor de partida e gerador de bordo, um motor/gerador de relutância chaveado, de 250 kW a 26000 rpm para garantir a partida de um tipo de turbina e para a geração de energia elétrica de bordo. Neste projeto, a máquina é diretamente acoplada ao eixo da turbina[11,19, 21, 26, 27, 28].

As características construtivas e de desempenho deste tipo de equipamento, aliadas ao aumento da confiabilidade dos dispositivos e componentes utilizados em conversores eletrônicos, o tornam bastante satisfatório para estas aplicações, onde se encontram variações extremas de temperatura e ambientes contendo combustíveis[20, 22].

O funcionamento como gerador também está sendo considerado para a geração de energia eólica[30] e para veículos elétricos ou híbridos[31-37], tendo em vista a sua característica de operação eficiente numa ampla faixa de velocidades.

Ehsani[07], Richter[22], Hendershot Jr.[38] e Miller[42] citam as seguintes aplicações para este tipo de equipamento:

a) automação industrial - aplicações que requerem controle de velocidade e de posição com funções de partida e parada sob carga, reversão

de velocidade e ampla faixa de variação de velocidade para o acionamento de bombas, compressores, ventiladores, centrífugas, etc.;

b) diversos equipamentos para automóveis, tais como limpadores de pára-brisa, motores de arranque, geradores e o próprio motor de acionamento do automóvel;

c) eletrodomésticos, tais como máquinas de lavar roupa, enceradeiras, ventiladores, multiprocessadores de alimentos, refrigeradores e aquecedores;

d) aplicações em robótica;

e) indústrias têxteis, no acionamento de bobinadeiras;

f) máquinas-ferramenta;

g) aplicações diversas em escritórios, tais como acionamento de discos em computadores, bem como os seus periféricos, impressoras, copiadoras, FAX, etc;

h) aplicações diversas em aeronaves como motores e geradores;

i) outras aplicações, tais como em navios, equipamentos médicos e odontológicos, indústrias químicas, esteiras, etc.

Hendershot Jr.[38] e Miller[03] apontam como características vantajosas deste tipo de acionamento as seguintes:

a) o rotor é simples, pois não contém enrolamentos nem ímãs permanentes, é de fácil fabricação e geralmente tem um baixo momento de inércia;

b) o estator é simples e robusto, e as cabeceiras de bobinas dos seus enrolamentos são pequenas;

c) praticamente todas as suas perdas ficam restritas ao estator, o que facilita a sua refrigeração;

d) apresenta um alto rendimento numa ampla faixa de torque e de velocidade;

e) alta relação potência / volume;

f) devido à ausência de ímãs permanentes, é possível operar em temperaturas mais elevadas do que as que são admissíveis em motores com ímãs;

g) ausência de comutadores, escovas e anéis coletores;

h) o sentido das correntes injetadas nas fases é indiferente, e isto permite, em certas aplicações, a utilização de apenas uma chave por fase;

i) sob condições de defeitos, as tensões de circuito aberto e as correntes de curto-circuito são nulas ou muito pequenas;

j) o conversor é imune às elevadas correntes resultantes de falhas de comutação das chaves como as que ocorrem, por exemplo, com os inversores dos motores de indução;

k) alto conjugado de partida;

l) resposta dinâmica muito alta; e

m) o acionamento é de fácil utilização e facilmente programável.

Os mesmos autores apontam como características desvantajosas deste tipo de acionamento as seguintes:

a) não pode operar alimentado diretamente pela rede, necessitando sempre de algum tipo de conversor;

b) a pulsação de torque pode ser relativamente alta;

c) embora a máquina seja aparentemente simples, as precisões mecânicas e elétricas são essenciais para minimizar o ruído acústico emitido, o que tende a aumentar o seu custo de fabricação;

d) o entreferro no eixo direto deve ser o menor possível, para propiciar uma alta relação potência / volume;

e) o sensoreamento, direto ou indireto, da posição do rotor é sempre necessária; e

f) normalmente se exige um maior número de cabos para a alimentação e para o controle destes motores do que em relação aos motores de indução.

Neste capítulo apresentamos um pequeno panorama dos motores e geradores de relutância chaveados, procurando destacar seus principais aspectos que o tornam uma opção extremamente viável a ser considerada nas aplicações em velocidade variável e fornecendo alguns exemplos da sua utilização.

As características vantajosas e desvantajosas acima apontadas têm um maior ou menor peso, dependendo da aplicação em particular. Por este motivo, em cada caso, tendo em vista uma detalhada especificação do tipo de carga que se pretende acionar, deve-se estudar a adequabilidade da aplicação deste tipo de acionamento ou de algum outro tipo que seja mais conveniente ao caso em particular. Como vimos, apesar deste desenvolvimento ser recente, existem inúmeras aplicações nas quais, certamente, este tipo de máquina tem um grande potencial para ocupar posições de destaque.

3 PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO DOS GERADORES E MOTORES DE RELUTÂNCIA CHAVEADOS

3.1 Generalidades

Com a finalidade de ilustrar a nossa descrição, apresentamos as figuras 3.1 e 3.2 a seguir, que são exemplos da seção transversal de um gerador ou de um motor de relutância chaveado e de uma possível configuração de um conversor para alimentá-lo.

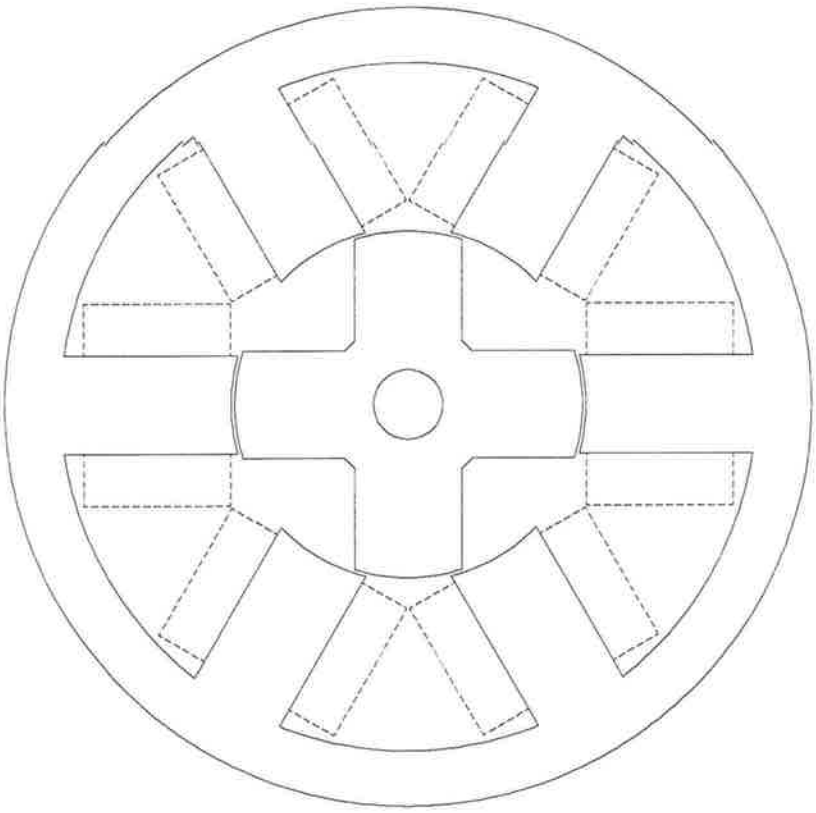


Fig. 3.1 – Seção transversal de um gerador ou de um motor de relutância chaveado com 3 fases, 6 pólos no estator e 4 pólos no rotor

Como podemos observar na figura 3.1, este tipo de máquina apresenta pólos salientes no estator e no rotor, que são construídos com pacotes de lâminas de aço silício, montados em planos perpendiculares ao eixo. Não há

enrolamentos de nenhuma espécie no rotor e nem ímãs permanentes; portanto, não há anéis coletores, escovas e nem comutadores.

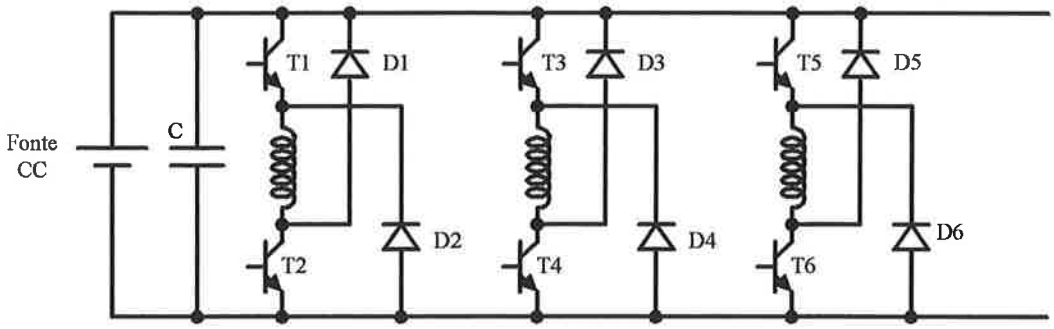


Fig. 3.2 - Uma possível configuração de conversor associado à máquina da figura 3.1

Lawrenson et al[02] e Miller[03, 04] apontam que os números mais usuais de pólos e fases são os seguintes:

a) máquina de 3 fases - estator com 6 pólos e o rotor com 4 pólos;

b) máquina de 4 fases - estator com 8 pólos e rotor com 6 pólos;

c) máquina de 5 fases - estator com 10 pólos e rotor com 4 pólos.

Os números de pólos do estator e do rotor, nas aplicações como motor, são sempre diferentes, pois caso contrário, haveria posições angulares do rotor em que seus pólos estariam alinhados com os pólos do estator, situação na qual a partida seria impossível. Nas aplicações onde a máquina opera exclusivamente como gerador, este requisito não se aplica, pois a partida é assegurada pelo acionador mecânico[43, 44].

As bobinas das fases são montadas com polaridades convenientes em pólos diametralmente opostos do estator de forma que, quando energizadas, se criem um pólo Norte e um pólo Sul nas respectivas peças polares.

Esta máquina desenvolve unicamente conjugado de relutância e o sentido do torque depende unicamente da posição relativa entre os pólos do rotor e os pólos do estator da fase que estiver energizada Disto decorre também a possibilidade de operação em ambos os sentidos de rotação.

Adicionalmente, o sentido da corrente nas fases não afeta o sentido do torque, e, portanto, as fases do motor são alimentadas com correntes unidirecionais, simplificando, desta maneira, o seu conversor e minimizando o número de chaves de potência necessárias por fase.

A concepção desta máquina requer que o seu sistema de controle seja baseado no sensoreamento, direto ou indireto, da posição angular do rotor. No funcionamento como motor, o sentido da rotação dependerá exclusivamente da seqüência de chaveamento das fases. Esta seqüência é definida de forma a assegurar a alimentação das fases enquanto os pólos do rotor se encontrem em posições favoráveis ao desenvolvimento do conjugado no sentido da rotação. No caso do funcionamento como gerador, a seqüência de alimentação das fases é definida de forma a garantir a circulação de corrente nas fases, enquanto os pólos do rotor se encontrem em posições angulares que provoquem a produção de torque em sentido contrário ao da rotação.

No caso da máquina mostrada na figura 3.1, para o deslocamento do rotor de um ângulo equivalente a 90° mecânicos (um passo polar do rotor), cada fase deve contribuir com um pulso de torque, positivo ou negativo, conforme se trate de funcionamento como motor ou como gerador, respectivamente. Como esta máquina tem 3 fases, isto equivale a dizer que cada fase deve conduzir corrente, produzindo torque no sentido desejado, durante um intervalo angular de deslocamento do rotor, no mínimo, de 30°. O início do intervalo de tempo de condução de cada fase é determinado pelo sinal do sensor de posição associado a esta fase.

Pela simples observação da figura 3.1, concluímos que, se o rotor estiver girando no sentido horário, as fases devem ser energizadas no sentido anti-horário, e vice-versa, tanto no funcionamento como motor, como na operação como gerador.

Devido à sua forma construtiva e ao seu próprio princípio de funcionamento, a indutância de cada fase varia fortemente com a posição angular do rotor e com o nível de saturação dos materiais ferromagnéticos (ou nível de corrente). O valor máximo de indutância de uma fase ocorrerá quando um par de pólos do rotor estiver alinhado com os respectivos pólos do estator. O valor mínimo ocorrerá quando o eixo interpolar do rotor estiver alinhado com os respectivos pólos do estator. Quanto maior for a relação entre estes valores máximo e mínimo, maior será o torque desenvolvido.

Normalmente, quando desenvolvendo seus valores máximos de torque, os materiais ferromagnéticos dos motores de relutância encontram-se bastante saturados. Neste caso, devido às não linearidades, o torque precisa ser calculado utilizando-se o conceito da variação da co-energia com a posição angular, ou seja,

$$T(\theta,i)=\frac{\partial W_c(\theta,i)}{\partial\theta} \tag{01}$$

onde θ é a posição angular do rotor e i é a corrente. Note-se que as variações da co-energia, e portanto o torque disponível, dependem simultaneamente da corrente e da posição angular. Stephenson[45] e Lawrenson et al[02], no entanto, recomendam que, para uma primeira aproximação ao cálculo do torque do motor, se despreze a não linearidade devida à saturação. Portanto a equação (01) pode ser escrita da seguinte forma:

$$T(\theta,i)=\frac{1}{2}i^2\frac{dL}{d\theta} \tag{02}$$

onde L é a indutância própria da fase em função da posição angular do rotor.

A equação (02) nos mostra que o torque instantâneo é proporcional ao quadrado da corrente e à taxa de variação da indutância com a posição angular

do rotor. Portanto, o torque independe da polaridade da corrente e isto possibilita a sua alimentação com conversores unipolares.

Normalmente, os motores de relutância chaveados operam, principalmente com os materiais magnéticos dos pólos fortemente saturados. Isto faz com que a indutância varie não somente com a posição do rotor, mas, também, com a corrente. Nestas condições, a equação (02) perde a validade e o torque deve ser calculado com a equação (01), para os casos em que se deseje maior precisão.

Embora a saturação dos meios magnéticos seja fundamental para alcançar uma eficiência satisfatória para este acionamento, a análise linear permite compreender os aspectos fundamentais do seu funcionamento[02, 03, 04].

Um outro aspecto importante a ressaltar, refere-se ao acoplamento mútuo entre as fases. Idealmente, este acoplamento deve ser o mínimo possível. Um dos critérios de projeto que se adota para satisfazer a este requisito é a escolha das larguras radiais das coroas do estator e do rotor maiores possíveis, para oferecer a maior área possível de passagem do fluxo, para minimizar a indução magnética nestas partes.

Vamos passar a analisar esta máquina admitindo que a indutância da fase varia unicamente com a posição angular do rotor. A figura 3.3 abaixo mostra esta variação da indutância. Nela os efeitos de saturação e de espraiamento de fluxo são desprezados. No caso da máquina da figura 3.1, há 4 ciclos de variação de indutância por volta, e o período de um ciclo é igual ao passo polar do rotor. A figura 3.4 mostra a forma de onda do torque associado à respectiva fase, quando alimentada com um certo valor fixo de corrente contínua.

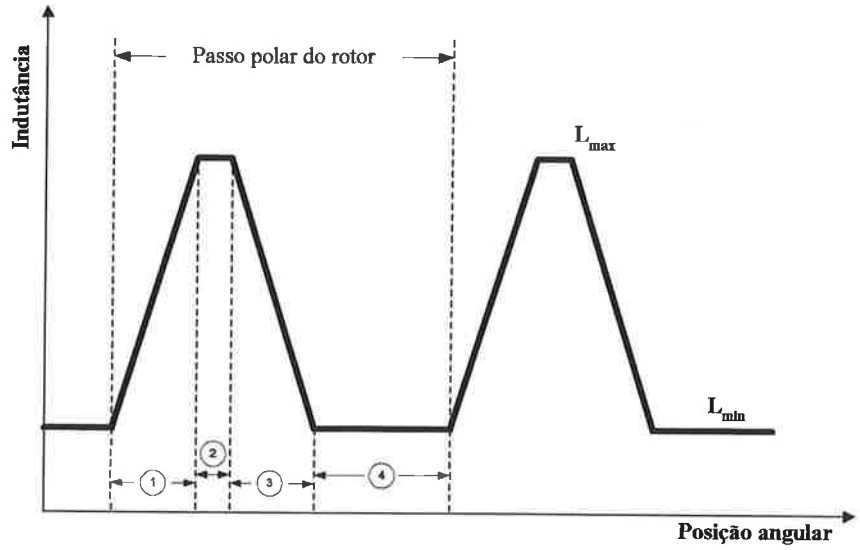


Fig. 3.3 - Indutância da fase versus posição angular do rotor

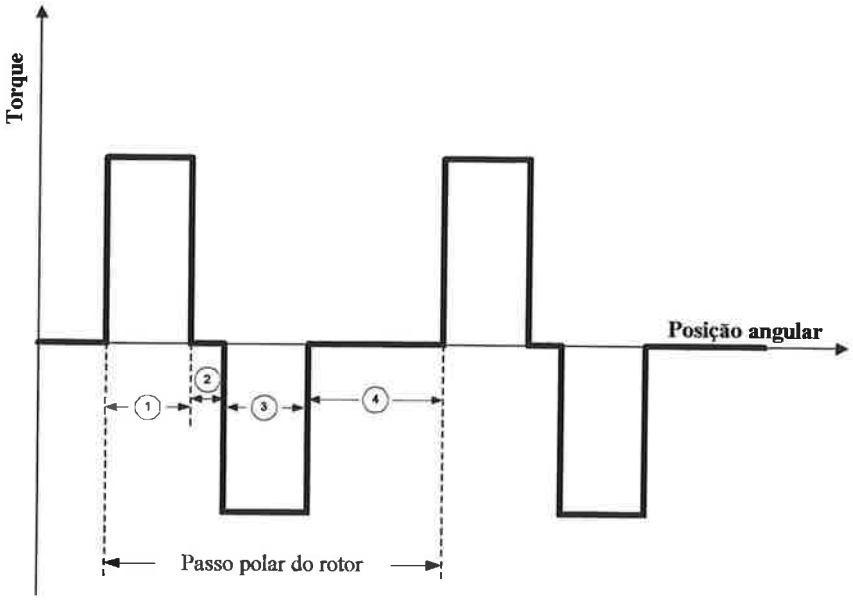


Fig. 3.4 - Torque associado à fase da figura 3.3

Vamos passar a analisar as figuras 3.3 e 3.4.

Trecho 1 - no início deste trecho, com o valor mínimo de indutância, as bordas dos pólos do rotor se encontram com as bordas dos pólos do estator da fase em questão. A indutância inicia, a partir daí, uma subida linear com a rotação até o final deste trecho, onde os pólos se encontram totalmente

superpostos, e o valor da indutância atinge o seu máximo. O arco polar deste trecho corresponde ao menor arco polar entre os arcos dos pólos do rotor e do estator.

Trecho 2 - neste trecho, a indutância se mantém constante em seu valor máximo, enquanto os pólos do rotor e do estator se mantêm superpostos. Seu ângulo é igual à diferença entre os arcos polares do rotor e do estator.

Trecho 3 - a partir do início deste trecho, a superposição dos pólos deixa de ser total, e a indutância vai diminuindo linearmente até atingir o valor mínimo no final do trecho, onde deixa de haver qualquer superposição dos pólos do rotor e do estator. O valor do arco polar deste trecho é idêntico ao do trecho 1.

Trecho 4 - neste trecho, não há nenhuma superposição entre os pólos do rotor e do estator, e a indutância se mantém constante em seu valor mínimo. O arco polar deste trecho é igual ao valor do arco interpolar do rotor.

Observando as figuras 3.3 e 3.4, vemos que a operação da máquina de relutância consiste basicamente em injetarmos corrente durante o trecho 1, para desenvolver torque positivo, e durante o trecho 3, para desenvolver torque no sentido contrário. Notamos também que, para o motor ser capaz de partir no sentido positivo, o rotor deve se encontrar no trecho 1 de pelo menos uma das fases e para partir no sentido negativo, o rotor deve se encontrar no trecho 3 de pelo menos uma das fases. Para atender a este requisito, basta escolher adequadamente os arcos polares do rotor e do estator. No caso do motor da figura 3.1, com passo polar do rotor igual a 90° , 3 fases, o ângulo de condução de cada fase deverá ser de pelo menos 30° . Para a operação como gerador, com o rotor se deslocando no sentido positivo das figuras 3.3 e 3.4, basta assegurar a circulação de corrente no trecho 3 das fases, ou no trecho 1 quando o rotor se desloca em sentido oposto.

Uma primeira abordagem do controle deste acionamento, certamente leva em consideração os aspectos apontados no parágrafo anterior. Porém, um dos grandes méritos do trabalho de Lawrenson et al[02] foi o fato de eles terem enunciado a possibilidade de adiantar o início da condução das fases para se obter uma maximização do torque desenvolvido. Desta maneira, o início da condução da fase pode acontecer quando o rotor se encontra no trecho 4 ou mesmo no trecho 3.

3.2 Modos de operação do conversor eletrônico

A figura 3.2 apresenta a configuração de um conversor para a alimentação da máquina, e é o mais utilizado nas diversas aplicações[03, 04, 46-48]. Existem conversores que utilizam um menor número de chaves por fase; porém esta diminuição do número de chaves implica o atendimento de outros requisitos, que tendem a sofisticar o acionamento. Como exemplo, podemos citar o conversor com uma chave por fase, que requer porém, a construção do motor com enrolamentos bifilares. De uma maneira geral, as mesmas configurações dos conversores, com adequados sistemas de controle, podem ser utilizados associados aos geradores ou aos motores de relutância chaveados[11-19, 21, 24, 25-27, 31-53]. Como já enfatizamos anteriormente, este trabalho concentra-se principalmente na máquina elétrica; por este motivo, nos limitaremos à descrição do tipo de conversor utilizado nos nossos ensaios. Este conversor é denominado conversor em meia-ponte assimétrica ("asymmetric half-bridge converter").

A figura 3.5 apresenta os modos possíveis de condução em uma fase alimentada com este tipo de conversor. Os traços grossos indicam os caminhos percorridos pela corrente nestes estados possíveis de operação.

Na figura 3.5(a) as duas chaves de potência estão fechadas e a corrente fornecida pelo barramento CC circula através delas e do enrolamento da fase.

Partindo do modo de operação do parágrafo anterior, vamos supor agora que a chave de potência T1 seja aberta e a chave T2 seja mantida fechada. A corrente mantém o seu sentido anterior e, agora passa a circular pela malha formada pela chave T2, pelos enrolamentos da fase e pelo diodo D2, conforme indicado na figura 3.5(b). Observe-se que, de maneira semelhante, se ao invés da chave T1, a chave T2 for aberta, a corrente circulará pelo enrolamento da fase, pelo diodo D1 e pela chave T1.

A partir da situação indicada na figura 3.5(a), se as duas chaves forem abertas simultaneamente, a corrente irá circular no mesmo sentido, passando pelo enrolamento da fase e pelos diodos, conforme indicado pela figura 3.5(c)

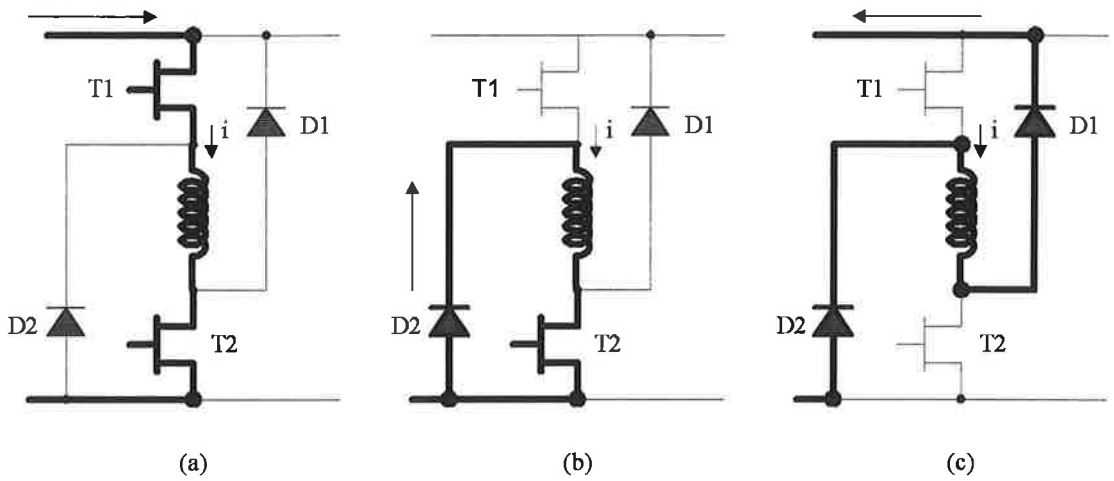


Fig. 3.5 – Modos de condução de uma fase

Sendo Vcc a tensão do barramento CC, a tabela 3.1 apresenta a tensão aplicada na fase em cada um dos estados indicados na figura 3.5. O número "1" indica que o dispositivo de potência está conduzindo e o "0" indica que o dispositivo está cortado.

Tabela 3.1 – Tensão aplicada na fase

Figura	T1	T2	D1	D2	Tensão
3.5(a)	1	1	0	0	+Vcc
3.5(b)	1	0	1	0	0
3.5(b)	0	1	0	1	0
3.5(c)	0	0	1	1	-Vcc

Os símbolos usados no equacionamento que se segue estão definidos na figura 3.6. Vamos assumir que a velocidade angular ω é constante. Aplicando-se, na situação descrita pela figura 3.5(a), a 2ª lei de Kirchhoff e

lembrando que o fluxo concatenado com a fase é determinado pela lei de Faraday, obtém-se:

$$V_{cc} = Ri + \frac{d\Psi}{dt} \tag{03}$$

$$\Psi = \frac{1}{\omega}\int_{\theta_i}^{\theta}(V_{cc} - Ri)d\theta + \Psi_i \tag{04}$$

onde R é a resistência da fase e Ψ_i é o fluxo concatenado com a fase quando o rotor se encontra na posição θ_i. Normalmente este fluxo Ψ_i é nulo no início do intervalo de condução da fase. Na equação (04), podemos observar que se a resistência da fase for desprezível, o fluxo aumenta linearmente, conforme é mostrado na figura 3.6. Desta mesma equação, conclui-se que o fluxo concatenado Ψ_f no momento da comutação das chaves, indicado na figura 3.6, é dado por:

$$\Psi_f = \frac{1}{\omega}V_{cc}\theta_c \tag{05}$$

onde $\theta_c = \theta_f - \theta_i$

Na situação representada pela figura 3.5(b), a tensão aplicada na fase é nula, tendo em vista que o diodo e a chave de potência, considerados ideais, ao conduzir, impõem esta condição. Pela análise da equação (04) sob as mesmas condições anteriores, verificamos que o fluxo se mantém constante e igual ao valor do instante imediatamente anterior à imposição deste modo operacional. Esta condição pode ser visualizada na figura 3.7.

Ao final do período de condução, quando as duas chaves de potência são cortadas na posição θ_f indicada na figura 3.6, o modo de operação passa a ser o da figura 3.5(c) e a tensão aplicada na fase torna-se igual a -Vcc. A equação do fluxo concatenado pode ser escrita da seguinte maneira:

$$\Psi = \Psi_f + \frac{1}{\omega}\int_{\theta_f}^{\theta}(-V_{cc} - Ri)d\theta \qquad (06)$$

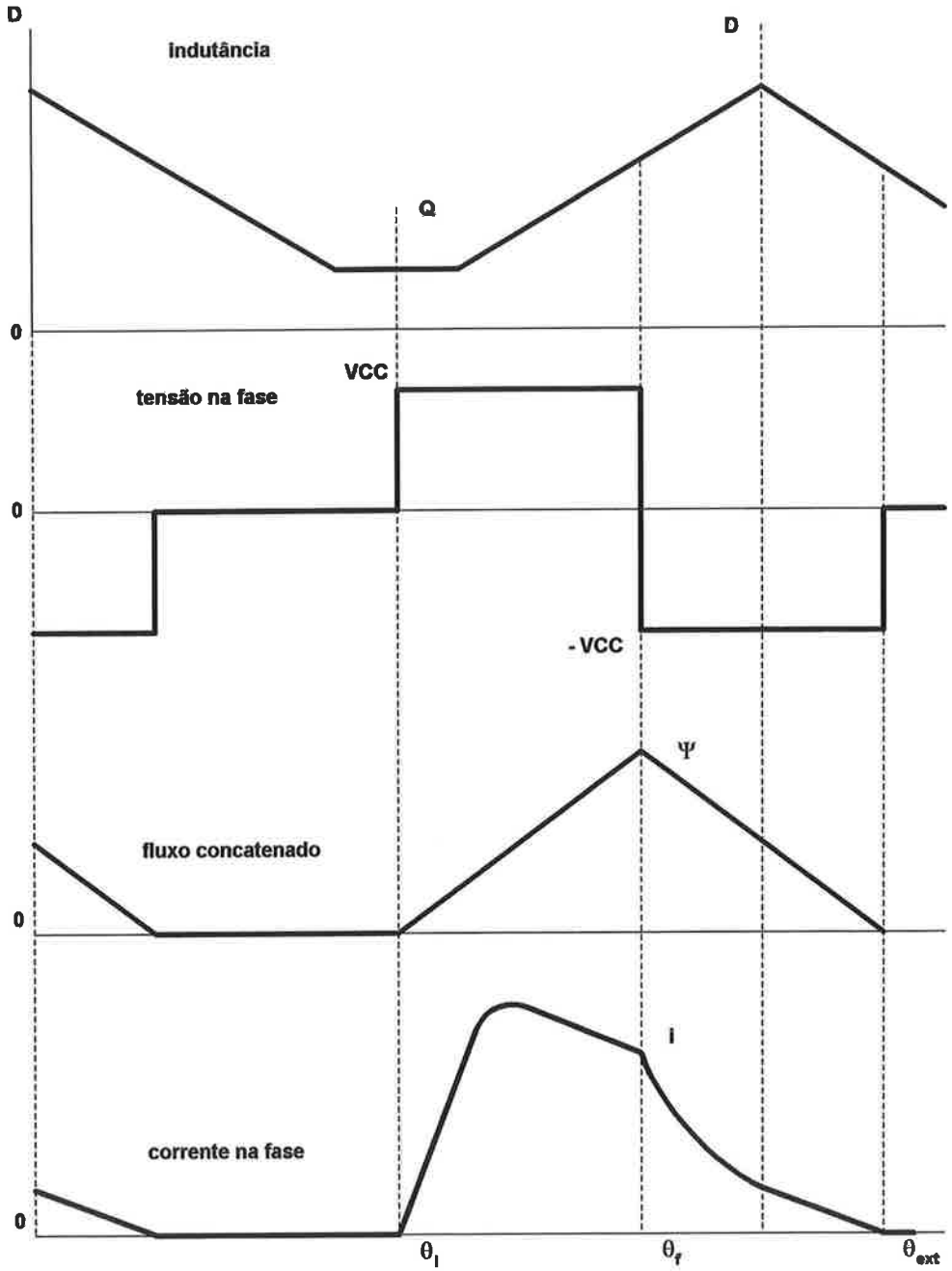


Fig. 3.6 – Operação no modo de pulso único

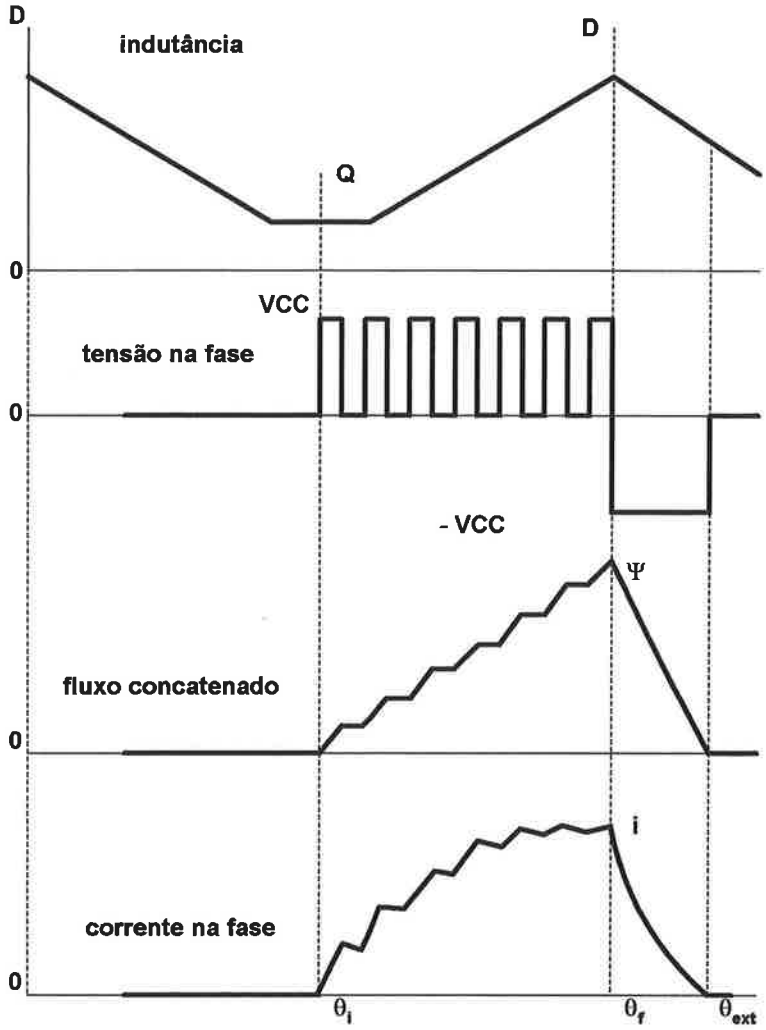


Fig. 3.7 – Operação no modo de comutação suave.

A tabela 3.1 resume os quatro estados possíveis do conversor e os estados que são impostos durante a operação são determinados pelos tipos de controle adotados. As estratégias de controle são implementadas através de circuitos integrados adequados. Pelos nossos levantamentos, não existem disponíveis no mercado circuitos integrados dedicados exclusivamente para motores de relutância chaveados. A única referÊncia encontrada refere-se a circuitos integrados dedicados fabricados sob encomenda para projetos específicos como, por exemplo, o circuito integrado ("National LMB-1008 speed SR motor control circuit") apresentado por MacMinn[46] .

Em geral, os acionamentos têm sido desenvolvidos fazendo-se adaptações com circuitos integrados dedicados para motores com ímãs

permanentes e sem escovas. A referência[40] apresenta um exemplo desta implementação. O conversor que utilizamos nos nossos ensaios também dispõe deste tipo de controlador conforme apresentado na referência[41].

A estratégia de controle também pode ser implementada através de processadores digitais de sinais como, por exemplo, os das referências[54, 55], ou com microcontroladores como, os das referências[33-35].

A alimentação do motor de relutância chaveado pode ser feita de duas formas distintas: a alimentação com tensão e a alimentação com corrente. As figuras 3.6, 3.7 e 3.8 são ilustrativas da primeira forma de alimentação e a figura 3.9 ilustra a segunda forma.

Os modos de operação apresentados nas figuras 3.7, 3.8 e 3.9 são utilizados na faixa inferior de velocidades de operação do motor e o modo da figura 3.6 é usado na faixa superior de velocidades.

O modo de operação da figura 3.7 é denominado operação com comutação suave; o da figura 3.8 é a operação com comutação forçada; o da figura 3.9 é a operação com alimentação com corrente; e o da figura 3.6 é a operação com pulso único.

Vamos analisar inicialmente a alimentação com tensão no modo de operação com comutação suave. Nela são encontrados todos os estados apresentados na tabela 3.1 e figura 3.5. Nesta operação a freqüência de recortamento da tensão do barramento CC é fixa e a sua taxa de trabalho ("duty-cycle") é variável, de forma a manter a corrente dentro de limites estabelecidos pelo controle e de modo a desenvolver o torque e a velocidade necessários para o acionamento da carga. Nesta operação temos a modulação por largura de pulso ("PWM – pulse width modulation").

No início do período de condução da fase, as duas chaves de potência são fechadas, conforme a figura 3.5(a), e a corrente aumenta até o instante em que uma das chaves é aberta, conforme a figura 3.5(b). A partir deste instante,

a corrente diminui até que a chave que está aberta seja novamente fechada. A corrente aumenta novamente e este ciclo se repete até que se encerre o período de condução estabelecido pelo controle. Ao final deste período, as duas chaves de potência se abrem, conforme a figura 3.5(c), e a corrente diminui até se anular. Nesta operação, a chave a ser aberta para estabelecer o estado da figura 3.5(b) é indiferente. Assim, com a finalidade de dividir igualmente as solicitações sobre os dispositivos de potência, num período do recortamento da tensão a chave superior é desligada e no período seguinte, a chave inferior é desligada e, assim sucessivamente, até o final do período de condução.

O recortamento da tensão com comutação forçada é feito com o ligamento e o desligamento simultâneo das duas chaves de potência, conforme a freqüência de recortamento e a taxa de trabalho. Assim, neste modo de operação, apenas os estados representados nas figuras 3.5(a) e 3.5(c) são estabelecidos. Conforme vimos anteriormente, o estado da figura 3.5(c) impõe tensão negativa na fase e isto provoca uma maior ondulação da corrente, quando comparada com o modo de operação com comutação suave. Segundo Miller[03], este modo de operação somente é utilizado para o controle de corrente durante as frenagens ou em alguns tipos de conversores para o funcionamento como gerador elétrico.

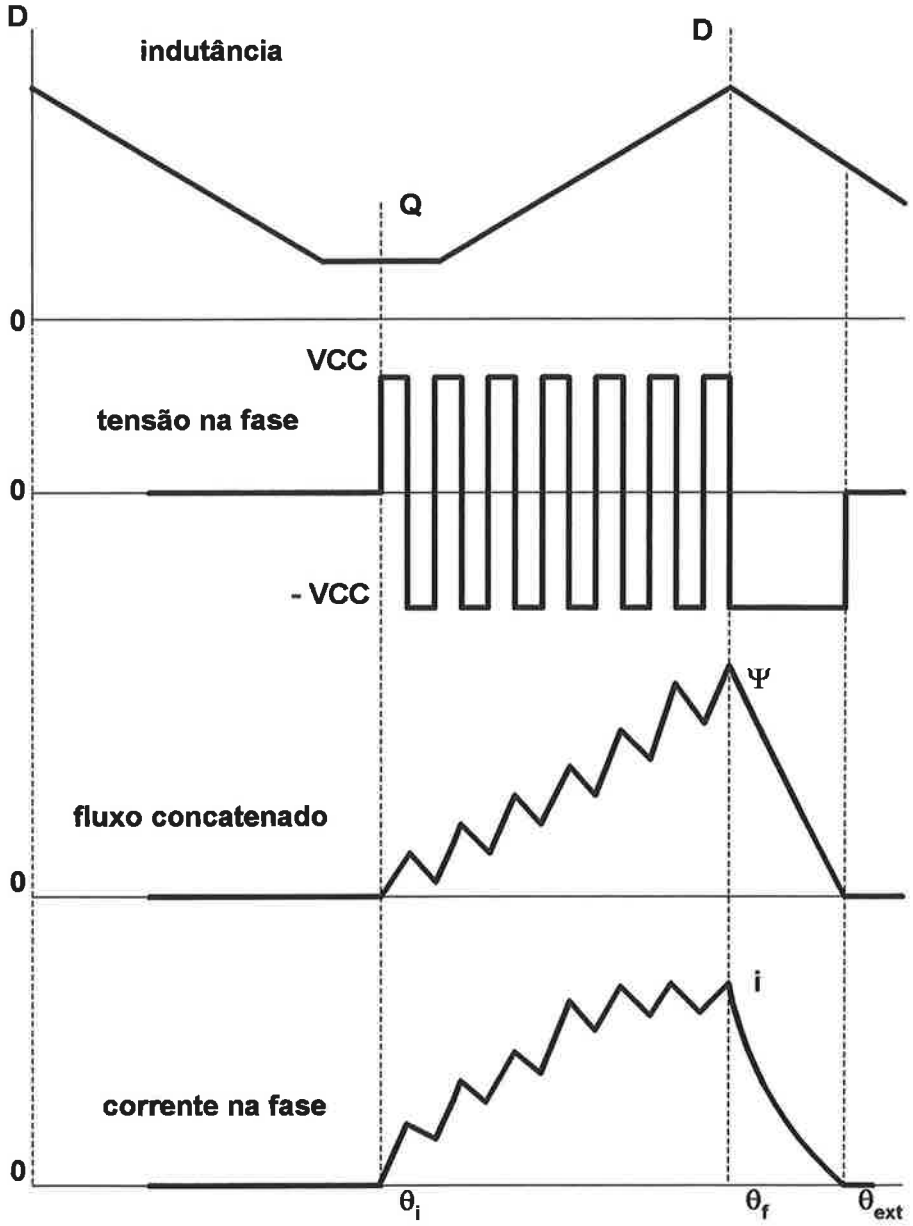


Fig. 3.8 – Operação no modo de comutação forçada

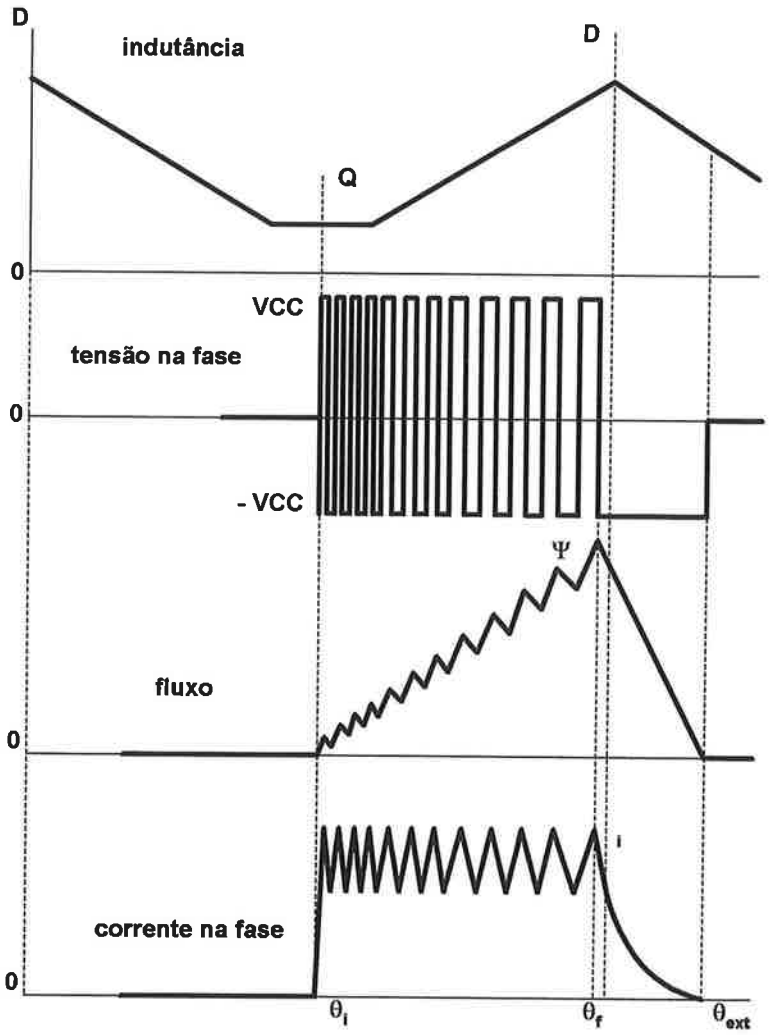


Fig. 3.9 – Operação no modo de alimentação com corrente

A operação com alimentação com corrente difere dos dois modos descritos anteriormente pelo fato de que o objetivo do controle é estabelecer e manter um certo valor médio de corrente durante o intervalo de condução. Uma diferença essencial é que a freqüência de recortamento da tensão não é fixa e é determinada pelo valor médio da corrente a ser mantido.

Neste modo, para energizar uma determinada fase, as duas chaves a ela associadas são ligadas simultaneamente, e a tensão do barramento CC é aplicada. Com a tensão do barramento CC suficientemente alta, a corrente aumenta rapidamente até atingir o valor requerido pelo controle para desenvolver o torque necessário para acionar a carga. Neste instante, uma das chaves é desligada, e a corrente circula pela chave oposta com seu respectivo

diodo, até atingir um valor mínimo previamente ajustado, quando a chave que foi desligada é religada novamente, e assim sucessivamente até o final do ângulo de condução da fase em questão, ditado pelo sensor de posição do rotor. Atingido o final do ângulo de condução, as duas chaves são desligadas, a tensão nos terminais da fase muda de +Vcc para -Vcc (admitindo-se resistência nula da fase), e a corrente cai para zero, retornando à fonte através dos diodos. Para o controle do valor médio da corrente, pode-se utilizar tanto a comutação suave como a comutação forçada.

Nas figuras 3.7, 3.8 e 3.9, a velocidade é suficientemente baixa e a tensão Vcc é suficientemente alta para provocar vários ciclos de recortamento da tensão – e várias ondulações da corrente – durante o intervalo de condução da fase.

A partir das condições representadas pelas figuras 3.7, 3.8 e 3.9, conforme a velocidade da máquina vai aumentando, o intervalo de tempo requerido para o rotor se deslocar de um ângulo equivalente ao ângulo de condução das chaves de potência, tendo em vista os valores ajustados dos parâmetros de controle, vai diminuindo. Esta diminuição ocorre até chegar a um ponto em que a corrente não atinge mais o valor necessário para produzir o torque desejado, provocando uma diminuição do torque que pode ser desenvolvido pela máquina.

Esta diminuição de torque ainda pode ser atenuada através de um adiantamento do início da condução da fase, com uma conseqüente sofisticação dos requisitos de controle. Isto é possível devido à diminuição da indutância da fase, na medida em que se avança o instante do início de condução. Naturalmente o limite para este recurso é o valor mínimo de indutância da fase, que ocorre quando o eixo interpolar do rotor está alinhado com o eixo da fase a ser energizada.

A figura 3.6 mostra as formas de onda de tensão aplicada, corrente, fluxo e indutância associadas a uma determinada fase, quando o motor está operando em uma velocidade suficientemente alta para que, num intervalo de tempo equivalente ao ângulo de condução das chaves de potência, ocorram um único fechamento e uma única abertura simultâneos das chaves de potência. A partir deste ponto, a máquina passa a ser controlada pela tensão, e o torque dependerá dos instantes de chaveamento. Quanto maior for o avanço do início da condução, maior será o valor de pico da corrente. Esta forma de operação é denominada pulso único. Respeitados os limites de corrente suportáveis pelos componentes eletrônicos e pelos enrolamentos, esta forma de operação pode ser utilizada também em baixas velocidades. Neste caso, o requisito a ser atendido é a possibilidade de variação da tensão do barramento CC. Neste modo de operação ocorrem apenas os casos ilustrados nas figuras 3.5 (a) e 3.5(c).

Neste conversor, a utilização de duas chaves por fase possibilita a total independência das fases e uma maior flexibilidade de controle (ver, por exemplo, MacMinn[46]). Desta forma, na ocorrência de falhas em algum dos ramos do conversor, a operação da máquina pode ser continuada, embora com um desempenho degradado.

Nesta configuração, podemos observar também a impossibilidade da ocorrência de elevadas correntes de curto-circuito, provocadas no barramento CC quando acontecem falhas de comutação dos transistores, como as que ocorrem, por exemplo, em motores trifásicos alimentados por inversores ("shoot-through fault"). Isto é propiciado pelo fato de o enrolamento da fase estar ligado entre as duas chaves de potência. São, portanto, desnecessárias as proteções contra falhas de comutação, o que contribui para uma simplificação dos circuitos.

3.3 Fluxos de energia e produção de torque

Uma das características dos geradores e motores de relutância chaveados é a variação das formas de onda de corrente com a velocidade. Na operação normal deste tipo de máquina, o núcleo se encontra fortemente saturado. Para determinar a corrente e o torque em função da velocidade, é necessário resolver uma equação diferencial representativa da tensão em seus terminais, o que pode ser feito através de programas adequados[42, 56-58]. Embora a saturação constitua um fator muito importante para a determinação das características destas máquinas, muitos aspectos essenciais do seu funcionamento podem ser adequadamente abordados e compreendidos admitindo-se a linearidade do seu circuito magnético. Assim, descreveremos os fluxos de energia através de uma formulação em que se desprezam os efeitos da saturação (ou seja, a indutância não varia com a corrente e, sim, unicamente, com a posição angular do rotor) e consideraremos nula a resistência ôhmica dos enrolamentos. Lawrenson et al[02], Stephenson[45] e Miller[03, 04] consideram que esta formulação é suficientemente representativa do comportamento da máquina e possibilita uma compreensão geral dos fluxos de energia no equipamento.

A equação da tensão nos terminais das fases da máquina é escrita da seguinte maneira:

$$v = Ri + \frac{d\Psi}{dt} \tag{07}$$

onde v é a tensão do barramento CC, R é a resistência ôhmica dos enrolamentos e ψ é o fluxo concatenado com as bobinas das fases.

Desta maneira, tendo em vista que $\psi = Li$ e admitindo-se a linearidade do circuito magnético, resulta, após substituição na equação (07), a seguinte expressão:

$$v = L\frac{di}{dt} + i\frac{dL}{d\theta}\omega \tag{08}$$

onde ω é a velocidade angular em rad/s.

A primeira parcela da expressão (08) representa uma queda de tensão na indutância; a segunda parcela representa uma f.e.m. de origem mocional, devida à variação da indutância com a posição angular do rotor. Note-se que esta f.e.m. depende da corrente que circula na fase, da velocidade e da derivada da indutância com a posição. Sua polaridade depende do sinal desta derivada.

A expressão da potência instantânea desta máquina é representada da seguinte maneira:

$$vi = \frac{d}{dt}\left(\frac{Li^2}{2}\right) + \frac{1}{2}i^2\frac{dL}{d\theta}\omega \tag{09}$$

Observando a expressão (09), notamos que, quando operando como motor, a energia elétrica suprida durante um pequeno deslocamento do rotor é composta por duas parcelas: a primeira parcela é representativa da energia armazenada no campo magnético, e a segunda está relacionada com a energia mecânica.

Podemos também escrever:

$$\frac{d}{dt}(W_e) = \frac{d}{dt}(W_f) + \frac{d}{dt}(W_m) \tag{10}$$

$$\Delta W_e = \Delta W_f + \Delta W_m \tag{11}$$

Portanto, a potência mecânica será dada por:

$$P = T\omega = \frac{1}{2}i^2\frac{dL}{d\theta}\omega \tag{12}$$

Comparando-se a equação (12) com a equação (02), vemos reproduzida a expressão do torque, que é obtida quando assumimos as simplificações apontadas.

Referindo-nos aos trechos descritos na figura 3.3, aos modos de condução da figura 3.5 e com base na equação (09), podemos concluir o seguinte:

a) no trecho 1, com ambas as chaves fechadas, parte da energia suprida pela fonte é armazenada no campo magnético, parte é convertida em energia mecânica e a corrente circula conforme a figura 3.5 (a). Se as chaves forem abertas durante este trecho, a energia armazenada no campo magnético será parcialmente convertida em energia mecânica, parcialmente será devolvida para a fonte;

b) no trecho 2, se ainda houver corrente conforme a figura 3.5 (c), o fluxo de energia ocorre do campo magnético para a fonte;

c) no trecho 3, no modo de condução da figura 3.5 (c), o fluxo de energia é dirigido para a fonte, não só proveniente da energia armazenada no campo magnético, mas também através da conversão de energia, pois o torque é negativo, o que configura uma operação como gerador elétrico. Na operação como gerador elétrico, procura-se impor a circulação de corrente neste trecho, com a corrente circulando pela fase e pelos diodos. Neste trecho, como o torque é negativo, a energia mecânica suprida pelo acionador mecânico é convertida em energia elétrica. Este é também um aspecto bastante importante, que deve ser observado na operação como motor, pois, o aparecimento de torque negativo devido à circulação de corrente durante este trecho, contribui para uma diminuição do torque global desenvolvido e para o surgimento da pulsação de torque.

Com base neste tipo de análise, Lawrenson et al[02] enfatizam a possibilidade de operação deste acionamento em quatro quadrantes, através do controle dos instantes em que as fases são chaveadas.

Pela análise da figura 3.6 e tendo em vista o equacionamento acima apresentado, destacamos os aspectos comentados a seguir como importantes na concepção do acionamento.

Nesta figura, são representados a indutância, a corrente e o fluxo concatenado com uma fase, que ocorrem tipicamente quando o motor é operado no modo de pulso único citado acima. Nestas condições, a fase é energizada quando o rotor se encontra em alguma posição do trecho 4 da figura 3.3, representada pelo ângulo θ_i, em avanço em relação ao ângulo em que ocorre o encontro das bordas dos pólos do rotor e dos pólos do estator pertencentes à fase que será energizada, onde a indutância é mínima. Com a aplicação do degrau de tensão nestas condições, a corrente subirá rapidamente até que o rotor atinja o ângulo θ_0, que é o início da subida linear da indutância, quando surgirá, como conseqüência da equação (08), a f.e.m. de origem mocional. A partir deste ponto - que é onde ocorre o máximo de corrente, ainda em conformidade com a mesma equação - com o crescimento da indutância e da f.e.m. mocional, inicia-se o decaimento da corrente até que o rotor atinja o ângulo θ_f, definido como o ângulo de desligamento das chaves da fase, normalmente ajustado para ocorrer antes que a indutância atinja o seu valor máximo. Com o desligamento das chaves, os diodos passam a conduzir e a tensão torna-se -Vcc, e o decaimento da corrente fica mais rápido, até atingir o valor nulo. A partir do instante do desligamento das chaves, a corrente circula pelos diodos, retornando para a fonte. Observe-se que o sentido da corrente nas fases nunca muda.

Vamos comentar um pouco mais a f.e.m. de origem mocional e seus efeitos sobre a forma de onda da corrente. Estes comentários, adequadamente

ponderados, se aplicam tanto à operação como motor, como na operação como gerador. No próximo capítulo, vamos recorrer a estas idéias para explicar o funcionamento como gerador. A f.e.m. é gerada a partir do início da superposição dos pólos do rotor e do estator e sua polaridade é positiva, se o rotor se encontrar no trecho 1 da figura 3.3, e é negativa, se o trecho for o de número 3. Na operação como motor, no modo de pulso único da figura 3.6, a partir da posição angular θ_0, observamos um decaimento da corrente, devido ao aparecimento da f.e.m. positiva se opondo à polaridade da tensão do barramento CC e com um valor mais elevado. Se o seu valor se igualar ao da tensão do barramento CC, a corrente permanecerá num patamar constante até o final do intervalo de condução. Se o seu valor for menor, como o que pode ocorrer se o início da condução for após o início da superposição dos pólos, a taxa de aumento da corrente será atenuada e, pode ocorrer que o seu valor máximo seja atingido somente no final do intervalo de condução. Estas três situações estão ilustradas nas figuras 6.6 e 6.14.

Após o desligamento das chaves de potência, com a conseqüente condução dos diodos, a polaridade da tensão do barramento CC aplicada à fase é invertida e fica com o mesmo sentido da polaridade da f.e.m., o que provoca um rápido decaimento da corrente, considerando que este desligamento ocorre antes da posição angular de alinhamento dos pólos. Nesta suposição, após a passagem pela posição de alinhamento, a polaridade da f.e.m. é, por sua vez, invertida. Isto provoca uma diminuição da taxa de decaimento da corrente e, dependendo dos valores relativos das tensões em questão, a corrente pode, até mesmo, voltar a aumentar.

A diferença angular entre θ_f e θ_i, representada por θ_c, é denominada ângulo de condução da fase e representa um importante parâmetro de controle do acionamento.

Destacamos também a simplicidade da forma de onda do fluxo concatenado com a fase, decorrente do fato de ter sido assumido um valor nulo para as resistências ôhmicas das fases. Já apontamos também, anteriormente, que o ângulo mínimo de condução da fase é de 30º, para garantir a produção de torque em qualquer posição angular do rotor. Analisando a equação (07), verificamos que a taxa de crescimento do fluxo é constante, e o mesmo ocorre com a taxa de decaimento do fluxo. Como o módulo de Vcc é constante, os tempos de subida e de descida do fluxo são iguais, conforme o equacionamento adotado. Desta maneira conclui-se que o valor máximo do ângulo de condução não pode ser superior à metade do passo polar do rotor, ou seja, no nosso caso, 45º. Não é conveniente que o ângulo de condução seja superior ao valor apontado porque, no caso das hipóteses adotadas, o fluxo aumentaria indefinidamente, conforme a equação (07). Adicionalmente, devem ser consideradas as possibilidades de um aumento da ondulação do torque e uma diminuição do torque global desenvolvido na operação como motor, quando o rotor entra no trecho 3 da figura 3.3.

Uma outra observação que pode ser feita com relação à figura 3.6 é que o valor máximo de fluxo ocorre sempre no instante do desligamento das chaves da fase.

Ainda com a finalidade de ilustração do fluxo de energia na máquina, apresentamos a figura 3.10 a seguir. Nela vemos um conjunto de curvas Ψ x i para diversas posições ocupadas pelo rotor entre as de mínima e de máxima indutâncias.

Esta figura foi construída considerando-se um caso ideal, no qual é possível a manutenção de um valor fixo de corrente entre as duas posições extremas acima apontadas. Além disso, considera-se que este valor de corrente é estabelecido instantaneamente na posição de mínima indutância e cai a zero, também instantaneamente, quando o rotor atinge a posição de

alinhamento com o estator. Os materiais ferromagnéticos considerados são saturáveis. O percurso indicado no sentido anti-horário é representativo da operação como motor. Na operação como gerador , teremos a mesma área envolvida pela trajetória percorrida no sentido horário.

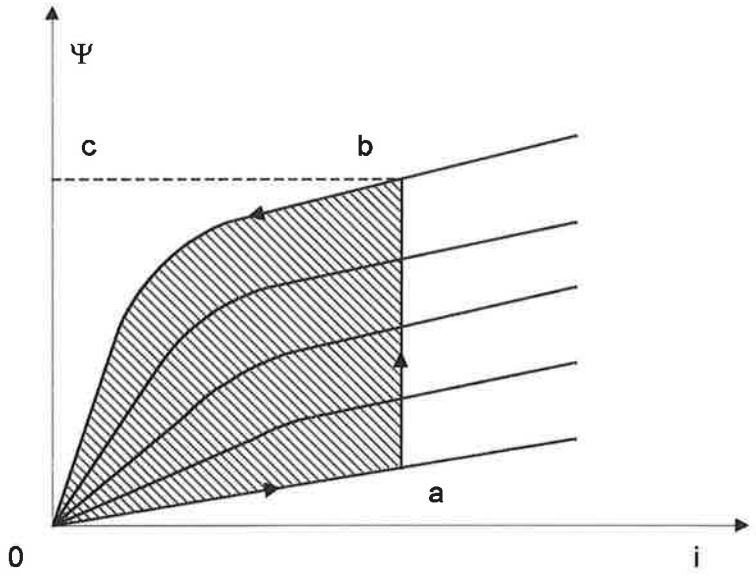


Fig. 3.10 - Curvas Ψ x i, núcleo ferromagnético

A área *oabco* é representativa da energia suprida pela fonte, enquanto o rotor se desloca entre as posições extremas acima apontadas. A área *oabo* representa a parcela de energia que foi convertida em energia mecânica durante este deslocamento. A área *obco* representa a parcela de energia armazenada no campo magnético no instante imediatamente anterior ao decaimento brusco da corrente para zero. Esta última parcela de energia é em parte dissipada e em parte devolvida para a fonte, provocando um fluxo de energia do motor para a fonte.

Com base nestes tipos de considerações, Lawrenson et al[02] definem um fator equivalente ao fator de potência nas máquinas de corrente alternada, que eles denominam relação de energia (ER), da seguinte maneira:

$$ER = \frac{\text{área } oabco - \text{área } obco}{\text{área } oabco} \qquad (13).$$

Para minimizar a circulação da parcela de corrente que, somente contribuirá para incrementar as perdas e para aumentar os valores nominais dos componentes eletrônicos, bitola dos condutores dos enrolamentos, etc., o fator ER precisa ser maximizado. Idealmente, a curva Ψ x i, na posição em que o rotor se encontra totalmente alinhado, deve ser *ocb* ao invés de *ob*. Stephenson[45] cita que as principais conclusões obtidas a respeito destes aspectos são as seguintes:

a) os aços utilizados na construção do motor devem ter a maior permeabilidade magnética e o maior nível de saturação possíveis;

b) o entreferro deve ser o menor possível; e

c) na medida em que a saturação dos materiais deve ocorrer para aumentar a eficiência do acionamento, deve-se elaborar o projeto de forma que ela ocorra nos pólos do estator e do rotor e o mais próximo possível do entreferro, evitando-se a saturação da coroa do estator.

Com a finalidade de ilustrar a importância de aproximar as curvas de magnetização ao máximo possível da curva ocb, apresentamos a figura 3.11. Esta figura apresenta o conjunto de curvas ψ x i lineares e a área proporcional à energia convertida por ciclo. Esta área triangular tem os mesmos valores limites da figura 3.10. Comparando estas duas últimas figuras, observamos que na figura 3.10, a área proporcional à energia convertida por ciclo é maior e a área obco é menor, contribuindo para a maximização de ER.

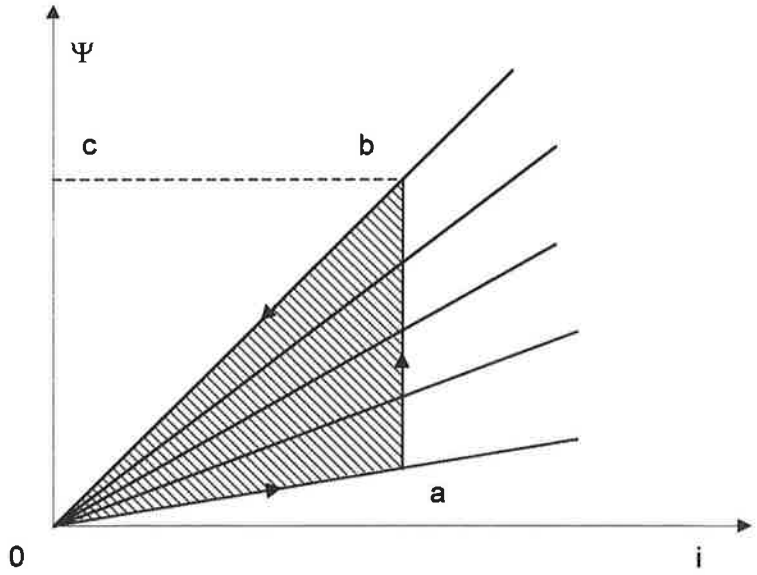


Fig. 3.11 – Curvas ψ x i lineares

A propósito da saturação, podemos dizer que o seu efeito principal é provocar o arredondamento das formas de onda de indutância e de torque mostradas nas figuras 3.3 e 3.4. O espraiamento de fluxo também contribui para acentuar estes efeitos. Lembramos também que a saturação é essencial para aumentar a eficiência do acionamento.

Podemos destacar as seguintes posições particulares do rotor para discorrer a respeito dos efeitos da saturação: a posição de mínima indutância, a posição na qual se inicia a superposição dos pólos e a posição de total alinhamento.

Na primeira posição apontada e particularmente com baixos níveis de corrente, o motor se comporta de uma maneira razoavelmente linear, e os níveis de indução magnética são baixos, tendo em vista o grande entreferro existente entre os pólos do estator e o rotor.

Na segunda posição, com o início da superposição dos pólos do estator e do rotor, começa a ocorrer a saturação, localizada nas bordas superpostas dos pólos e na parte restante do circuito magnético, os níveis de indução magnética são ainda moderados.

Com o alinhamento dos pólos, que ocorre na terceira posição, os níveis de indução magnética tornam-se elevados em todo o circuito magnético, devido ao pequeno entreferro típico destes motores.

O efeito do espraiamento do fluxo pode ser observado pelo fato de o torque ser diferente de zero nas posições anteriores ao início da superposição dos pólos.

O torque médio desenvolvido pode ser calculado a partir da energia convertida por ciclo de cada fase[03], da maneira que se segue. Sendo m o número de fases da máquina e N_r o número de pólos do rotor, teremos mN_r pulsos por volta, visto que cada fase contribui com um pulso de torque em cada deslocamento de um passo polar do rotor. Sendo f_r o número de rotações por segundo do rotor, teremos $f_r mN_r$ pulsos por segundo. Sendo ω a velocidade angular do rotor e W a energia convertida por pulso, a potência e o torque médio serão dados por:

$$P = \frac{\omega}{2\pi} mN_r W \tag{14}$$

$$T = \frac{mN_r}{2\pi} W \tag{15}$$

ou ainda,

$$\text{torque}_{\text{médio}} = \text{área}_{\text{oabo}} \text{ x } \frac{\text{número de pulsos por volta}}{2\pi} \tag{16}$$

3.4 Características de torque versus velocidade

Em primeiro lugar, vamos verificar estas características quando o motor opera com um valor constante de tensão do barramento CC e com ângulos fixos de chaveamento. Esta condição de operação é denominada característica natural de operação e, com as devidas considerações, também se aplica à operação como gerador.

Blenkinsop e Corda apud Lawrenson et al[02], em suas teses de doutoramento, com base em análises lineares do motor de relutância, demonstraram que as características naturais deste motor tem a mesma forma das dos motores CC com excitação série. Estas características naturais são definidas para o modo de pulso único. Com o auxílio da figura 3.6, verificamos que, nas condições aqui estabelecidas, na medida em que a velocidade diminui, os intervalos de tempo em que as fases se mantêm energizadas aumentam, e, conseqüentemente, o fluxo também aumenta, assim como a área *oabo* da figura 3.10. O torque, no entanto, é proporcional ao quadrado do fluxo[49, 59-63] resultando as seguintes expressões para o torque e a potência:

$$T = \frac{k}{\omega^2} \tag{17}$$

$$P = \frac{k}{\omega} \tag{18}$$

Estas equações estão representadas no gráfico da figura 3.12, onde θ_c é fixo e $V_3 > V_2 > V_1$.

Do exposto acima, evidencia-se a possibilidade de controle do acionamento através do controle da tensão ou da corrente em seus terminais. No entanto, ainda em relação à figura 3.6, existem dois outros parâmetros importantíssimos para o controle a considerar, que são os ângulos θ_i e θ_f, ou equivalentemente o ângulo θ_c. Manipulando-se adequadamente os diversos

parâmetros de controle, obtém-se a curva característica de torque versus velocidade, apresentada na figura 3.13.

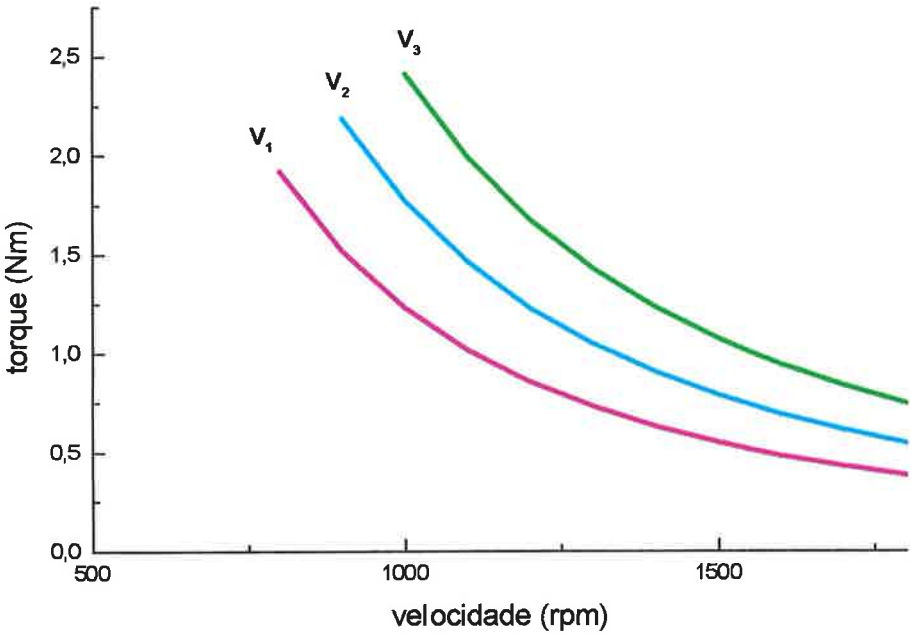


Fig. 3.12 – Características naturais

Em primeiro lugar, vamos definir a velocidade base, indicada por ω_b na figura 3.13. No modo natural de operação, no qual o motor opera com um valor fixo de tensão do barramento CC e com ângulos fixos de chaveamento, haverá um conjunto de curvas de torque versus velocidade (da maneira expressa pela equação (17)) na medida em que se variar o valor da tensão do barramento CC e conforme a figura 3.12. O limite superior para isto é o valor nominal da tensão. Numa dada velocidade, o fluxo é proporcional à tensão e o torque é proporcional ao seu quadrado.

Percorrendo a curva da máxima tensão da figura 3.12, conforme a velocidade diminui, o fluxo aumenta e a velocidade base é definida no ponto correspondente ao máximo de fluxo e de corrente na máxima tensão. Estes valores são definidos pelas limitações dos componentes eletrônicos e pelos enrolamentos. A velocidade base também pode ser entendida como a máxima velocidade em que se pode desenvolver o máximo de torque, ou a mínima

velocidade em que se pode obter a máxima potência. Ressaltamos mais uma vez que, nesta definição, os ângulos de chaveamento são mantidos fixos.

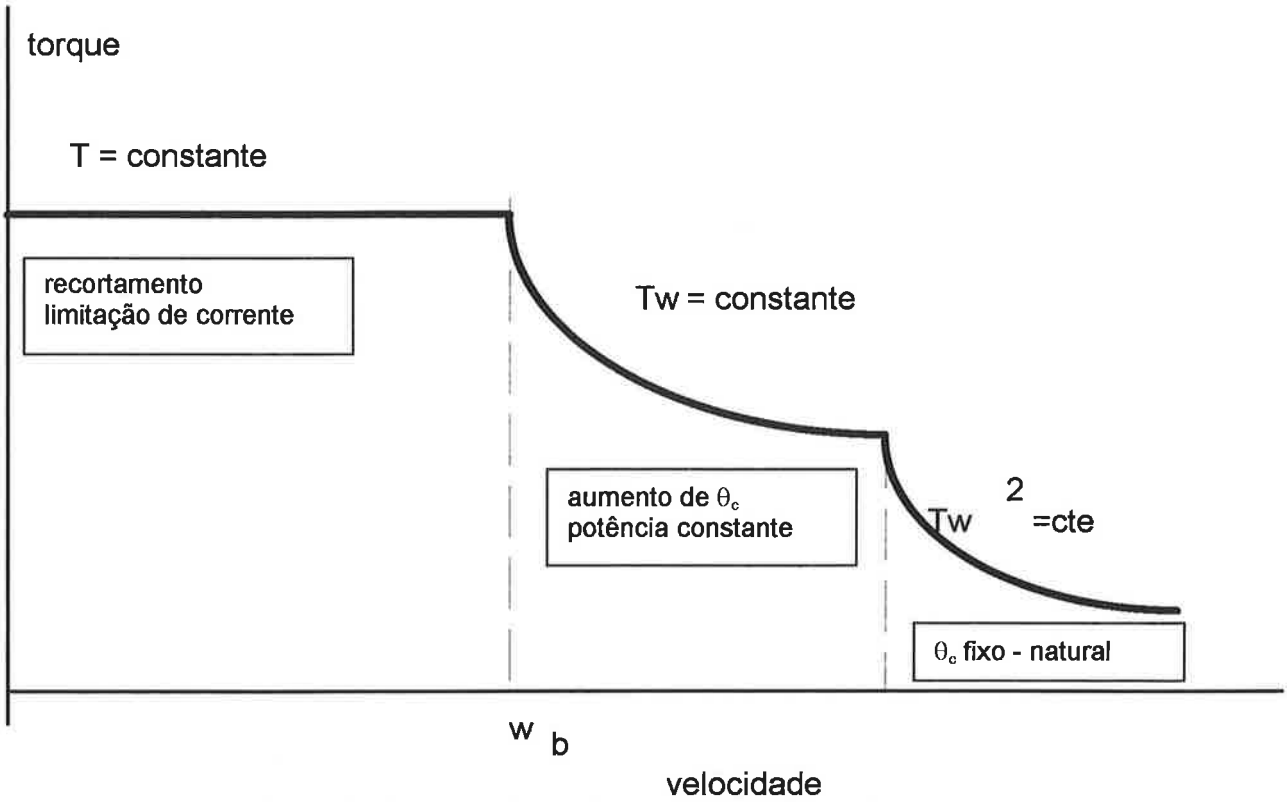


Fig. 3.13 - Característica de torque versus velocidade

Abaixo da velocidade de base, pode-se estabelecer uma característica de torque constante, cujo valor máximo é estabelecido pelos limites de corrente admissíveis para os componentes eletrônicos, para os enrolamentos e para os parâmetros de controle. Não se pode esquecer que, conforme a velocidade diminui, a f.e.m. mocional, que contribui para limitar a corrente circulante, diminui proporcionalmente, e o sistema de controle precisa atuar cada vez mais rapidamente para manter os limites de corrente dentro dos valores admissíveis. Pode ocorrer inclusive que seja necessário, por este motivo, uma diminuição do valor ajustado para o regulador de corrente utilizado nas velocidades mais baixas, com uma consequente redução do torque desenvolvido no início da curva característica.

Até a velocidade base, é possível estabelecer qualquer condição de operação do acionamento dentro dos limites da curva característica. A operação do acionamento pode ser realizada simplesmente variando a tensão no barramento CC com a utilização de uma fonte de tensão variável, ou através de alguma técnica de recortamento das chaves das fases, conforme descrito no item 3.2 deste trabalho. O valor da corrente numa condição particular dependerá das características da carga acionada, da velocidade e das características de controle. Nesta faixa de velocidade, os valores ótimos dos ângulos de chaveamento são determinados conforme as características peculiares a cada acionamento, com o objetivo de minimizar a ondulação de torque e otimizar a eficiência. Segundo Miller[03, 04], caso não haja a necessidade de a carga operar em velocidades superiores à de base, é possível otimizar o projeto da geometria dos pólos para a obtenção de uma otimização do desempenho com uma baixa ondulação de torque e simplicidade dos circuitos de controle. Harris et al[63] e Moallem et al[64], relatam em seus trabalhos uma série de recomendações para o projeto dos pólos do motor e do entreferro, para se obter um desempenho otimizado.

Acima da velocidade de base, conforme já foi apontado anteriormente, se os ângulos de chaveamento ainda são mantidos fixos, o máximo torque que pode ser desenvolvido com a tensão máxima do barramento CC diminui com o quadrado da velocidade. Entretanto, caso o ângulo de condução θ_c seja aumentado continuamente além deste ponto, tipicamente através do avanço do início da condução, é possível estabelecer uma característica de torque inversamente proporcional à velocidade, ou seja, uma característica de potência constante.

Este fenômeno pode ser estabelecido porque o avanço do início da condução resulta num intervalo de tempo maior para o crescimento da corrente a um nível suficientemente alto para desenvolver o torque necessário para a

obtenção desta característica operacional. Este crescimento de corrente também é favorecido pela tendência de o degrau de tensão ser aplicado quando a indutância se encontra em seus menores valores. Miller[03] cita que, embora haja incrementos das perdas no ferro (provocados pelo aumento da freqüência) e das perdas rotacionais, é possível operar com esta característica em velocidades até 2 ou 3 vezes maiores que a velocidade de base. Note-se, neste ponto, a necessária sofisticação do sistema de controle para se obter esta caracterísitica de desempenho.

Lawrenson et al[02] ressaltam a adequação desta característica para o acionamento de veículos elétricos, que era uma das aplicações em que eles estavam envolvidos na época da publicação deste artigo citado.

Segundo Miller[03], o aumento do ângulo de condução θ_c precisa ser limitado para evitar a condução contínua de corrente pelas fases. Este limite, conforme já apontado anteriormente, é de 45º, ou metade do passo polar do rotor para o caso de um motor com rotor de 4 pólos. MacMinn[46] cita a este respeito que, caso não seja imposta esta limitação, o fluxo nunca decairia a zero após o final de cada ciclo. Como conseqüência, haveria a saturação contínua da máquina, com um correspondente aumento nas perdas no ferro.

Uma vez atingida a velocidade correspondente ao limite do ângulo de condução, aumentos de velocidade com produção de torque só podem ser obtidos com a curva característica de operação natural, ou seja, com o torque inversamente proporcional ao quadrado da velocidade.

Conforme será mostrado no capítulo 4, estes aspectos relacionados ao modo de pulso único, também se aplicam à operação desta máquina como gerador.

3.5 Sensoreamento da posição angular do rotor

Segundo Miller[03], os requisitos a serem atendidos pelos sensores de posição são bastante semelhantes aos requisitos dos sensores dos motores com ímãs permanentes sem escovas.

Diversos tipos de sensores podem ser utilizados, tais como: "encoders", "resolvers", transdutores de efeito Hall, transdutores de relutância, sensores óticos, etc. Dependendo das características do acionamento, estes sensores podem ser utilizados simplesmente para gerar os sinais de chaveamento das fases, ou também, para prover os sinais de realimentação de posição angular do rotor e de velocidade.

Através dos sensores de posição, determina-se a posição dos pólos do rotor em relação aos pólos do estator, definindo-se desta maneira os instantes em que as fases devem ser energizadas para produzir torque e para girar o rotor no sentido desejado. Os requisitos de precisão da determinação da posição angular do rotor através dos sensores de posição dependem fortemente da velocidade do rotor.

Em baixas velocidades, devido ao fato de a f.e.m. mocional ser baixa e o intervalo de tempo de duração da condução ser relativamente alto, a precisão do posicionamento não é muito crítica. Nestas condições, o intervalo de tempo requerido para a corrente subir aos valores necessários à produção de torque é pequeno em relação ao tempo de condução.

MacMinn[46] cita como exemplo um caso de um motor desenvolvendo torque nominal na metade da velocidade de base em que uma variação de $\pm 4^o$ não provoca uma variação significativa do torque desenvolvido nem uma degradação acentuada da eficiência.

Por outro lado, na medida em que a velocidade se aproxima ou excede a velocidade de base, a precisão do posicionamento vai se tornando cada vez mais crítica. O intervalo de tempo de condução vai diminuindo, e a f.e.m.

mocional vai aumentando progressivamente. O intervalo de tempo em que a diferença entre a tensão do barramento CC e a f.e.m. mocional é suficiente para impor a circulação de corrente pelos enrolamentos é cada vez menor, à proporção que se aumenta a velocidade. MacMinn[46] cita, como exemplo para o mesmo motor acima referido operando na região de potência constante, uma variação de 0,55 Nm/grau de deslocamento do sensor de posição, ou 8% do torque máximo do motor.

A necessidade de operação com o sensor de posição traz em si alguns aspectos desfavoráveis, como custo, necessidade de espaço para a sua instalação e é também, uma possível fonte de defeitos para prejudicar a operação do acionamento[65]. Miller[03] destaca que os requisitos para os sensores de posição no motor de relutância chaveado são semelhantes aos dos sensores para os motores sem escovas com ímãs permanentes, e que as técnicas para a sua implementação já estão definidas satisfatoriamente.

Dois aspectos tornam viável a eliminação do sensor de posição e a sua substituição por alguma técnica de sensoreamento indireto da posição do rotor. Estes aspectos são a independência das fases (ou seja, alimentação independente e indutâncias mútuas muito pequenas ou nulas) e a grande variação da indutância em função da posição do rotor.

MacMinn[46] e Ehsani[65] destacam que existem basicamente duas técnicas para o sensoreamento indireto da posição do rotor. São denominadas sensoreamento passivo e sensoreamento ativo.

No sensoreamento passivo, a idéia básica é medir o tempo de crescimento ou de decaimento da corrente injetada na fase para a produção de torque. Utilizando-se o conhecimento prévio da indutância em função da posição angular do rotor e o valor da tensão do barramento CC, determina-se a posição atual do rotor[65].

O sensoreamento ativo se faz injetando-se sinais adequados de tensão ou de corrente nas fases. Uma das técnicas utilizadas é a injeção dos sinais de sensoreamento durante o intervalo de tempo em que uma determinada fase não se encontra energizada. Neste intervalo de tempo, um pulso de tensão de curta duração é injetado na fase. Sendo a sua duração suficientemente curta, a corrente resultante será pequena, e a indutância será constante durante este intervalo. Desta maneira, a equação (08) pode ser escrita da seguinte maneira:

$$V = L(\theta)\frac{\Delta I}{\Delta t} \tag{19}$$

O pulso de tensão pode ser aplicado durante um intervalo de tempo Δt conhecido ou até que a corrente atinja um valor previamente estabelecido. Nesse caso, o valor de ΔI será conhecido. Portanto, conhecido um destes parâmetros, o outro é medido e assim é determinado o valor da indutância naquela posição, o qual, comparado com a curva de indutância em função da posição, define-se a posição atual do rotor.

3.6 Descrição do protótipo disponível

As referências[01, 66, 67] apresentam uma descrição detalhada do protótipo disponível, englobando o processo de dimensionamento preliminar da máquina e o aprimoramento deste projeto com o auxílio do Método dos Elementos Finitos.

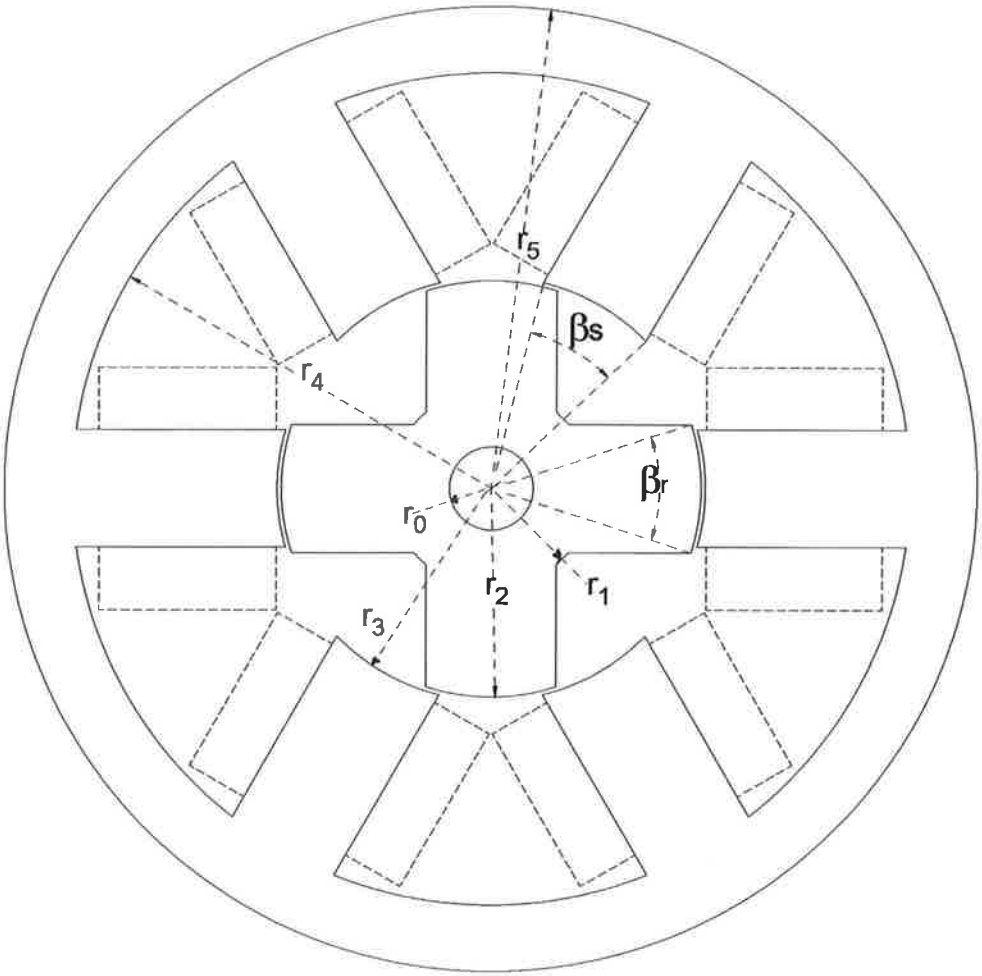
O dimensionamento preliminar foi feito com base nas referências[02,04,06,59,68], e o refinamento do projeto foi feito com o programa FLUX2D[69].

Como resultado deste processo de dimensionamento, definimos as seguintes grandezas da máquina: números de pólos do rotor e do estator; raio do eixo; coroa do rotor; raio da superfície do pólo do rotor; arco polar do rotor; entreferro; arco polar do estator; raio da superfície do pólo do estator; raio interno da coroa do estator; raio externo da coroa do estator; número de espiras por pólo e bitola dos condutores; e comprimento dos pacotes do rotor e do estator.

Uma vez obtido este dimensionamento final, concluímos o projeto mecânico do protótipo, envolvendo definições de aspectos, tais como: formas de montagem; sistema de isolação; carcaça; eixo; tipo de sensor de posição do rotor e suporte destes sensores; aspectos relacionados às montagens experimentais; etc.

Nas páginas seguintes, apresentamos as figuras 3.14, 3.15 e 3.16. A figura 3.14 nos mostra um resumo das dimensões finais do nosso protótipo. As figuras 3.15 e 3.16 nos mostram as diversas partes componentes do protótipo, antes de sua montagem final, ou seja, as chapas do estator e do rotor, os pacotes estatórico bobinado e rotórico e a carcaça. Na extremidade da

carcaça, podemos ver as peças de suporte dos sensores de posição e as tampas. Acoplado ao eixo, observamos o disco que desempenha as funções de acessório para o sensoreamento de posição do rotor.



$r_0 = 5$ mm	$r_1 = 12$ mm
$r_2 = 25$ mm	$r_3 = 25{,}25$ mm
$r_4 = 50$ mm	$r_5 = 58$ mm
$\beta_r = 36^o$	$\beta_s = 32^o$

Comprimento dos pacotes do rotor e do estator = 50 mm
Número de espiras por pólo do estator = 150
Bitola dos condutores #21 AWG
entreferro = 0,25 mm

Fig. 3.14 – Seção tranversal do protótipo

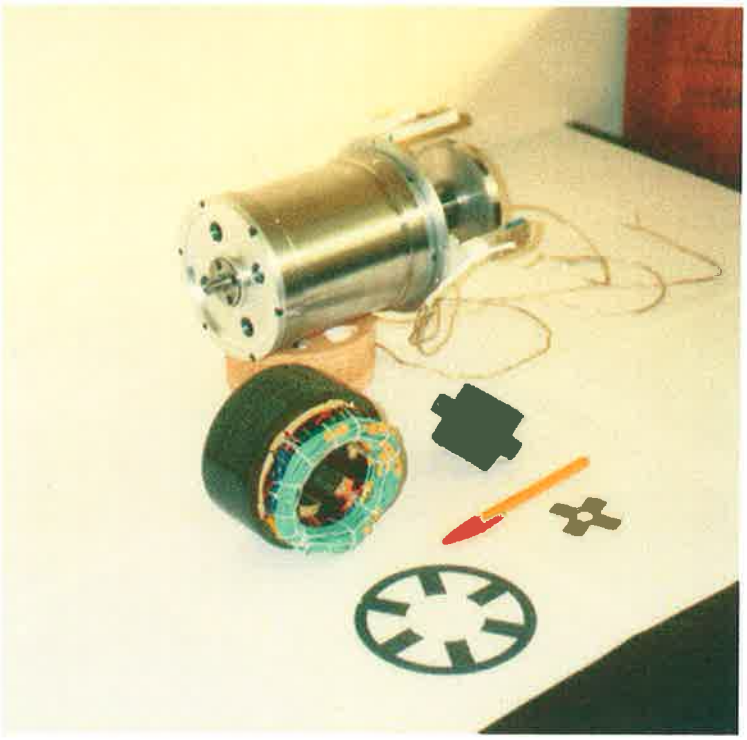


Fig. 3.15 - Vista dos componentes do protótipo

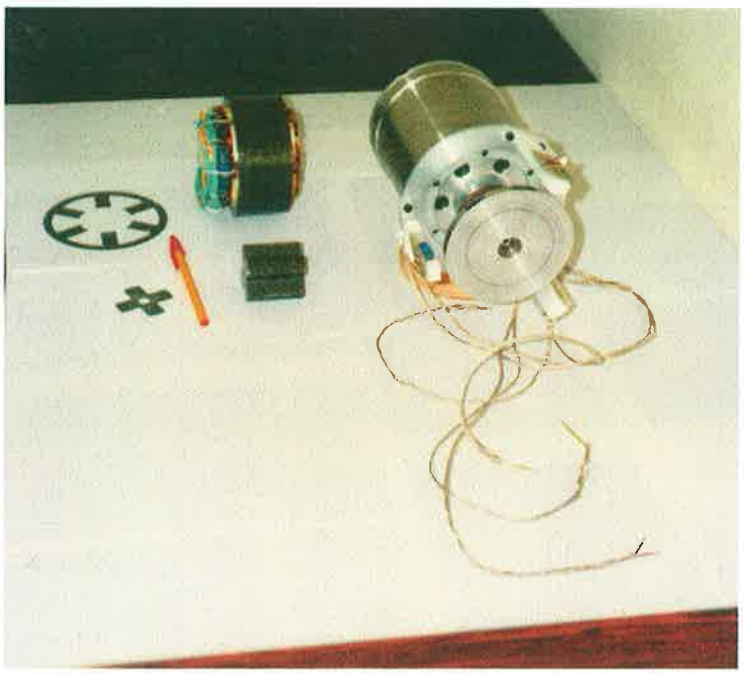


Fig. 3.16 - Vista dos componentes do protótipo.

A figura 3.17 apresenta o protótipo do equipamento montado numa bancada experimental e acoplado com uma máquina de corrente contínua. Nesta montagem experimental, o protótipo pode funcionar tanto como motor como gerador. Nesta figura também podemos observar, em primeiro plano, o conversor e controlador eletrônicos, que passaremos a apresentar.

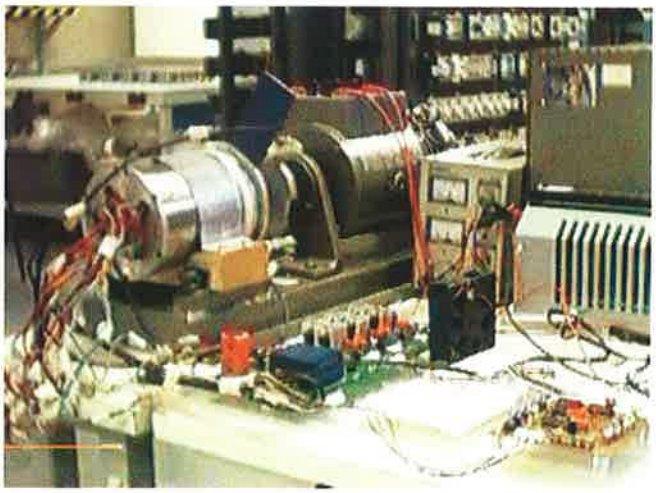


Fig. 3.17 – Protótipo na bancada acoplado a uma máquina CC

O primeiro conversor eletrônico desenvolvido neste projeto, na época da elaboração da Dissertação[01], era constituído por componentes discretos e possibilitava somente a operação no modo de pulso único. Esta solução foi adotada porque, na época, não eram disponíveis circuitos integrados adequados para exercer estas funções. Ainda hoje, não estão disponíveis no mercado circuitos integrados dedicados para este tipo de acionamento.

O controle implementado por um conjunto de componentes discretos tem o inconveniente de não ser muito compacto, resulta em placas de circuito impresso complexas e com um grande número de ligações e, com o aumento do número de componentes, aumenta a probabilidade de falhas.

No processo de aprimoramento deste acionamento, com base numa idéia delineada na referência[40], desenvolvemos um conversor mais compacto e com um menor número de componentes. O controle deste conversor é

baseado num circuito integrado da Motorola, MC 33035, desenvolvido para o controle de motores com ímãs permanentes, sem escovas e com comutação eletrônica.

Este novo controlador permite não somente a operação no modo de pulso único, mas também, a operação com o recortamento da tensão, usando a técnica da modulação por largura de pulso. Nesta forma de modulação, durante o intervalo de tempo de condução de cada fase, o controle possibilita o chaveamento de uma das chaves de potência ou de ambas as chaves para controlar o valor médio da tensão aplicada na fase considerada.

O primeiro conversor construído utilizava como chaves de potência dois transistores bipolares por fase. O novo conversor utiliza dois MOSFET's por fase, que são controlados pelo MC 33035 através de um circuito integrado, IR2110, conectado às suas bases. A configuração da parte de potência deste conversor é denominada conversor de meia ponte assimétrica. A referência[41] apresenta detalhadamente este novo protótipo de conversor.

As próximas figuras apresentam alguns detalhes do conversor utilizado. A figura 3.18 mostra a parte de potência do conversor associada a uma das fases. A figura 3.19 mostra a seqüência dos sinais provenientes dos sensores de posição angular do rotor. A figura 3.20 apresenta um diagrama de blocos do sistema implementado e as figuras 3.21 e 3.22 mostram as placas de potência e de controle do conversor.

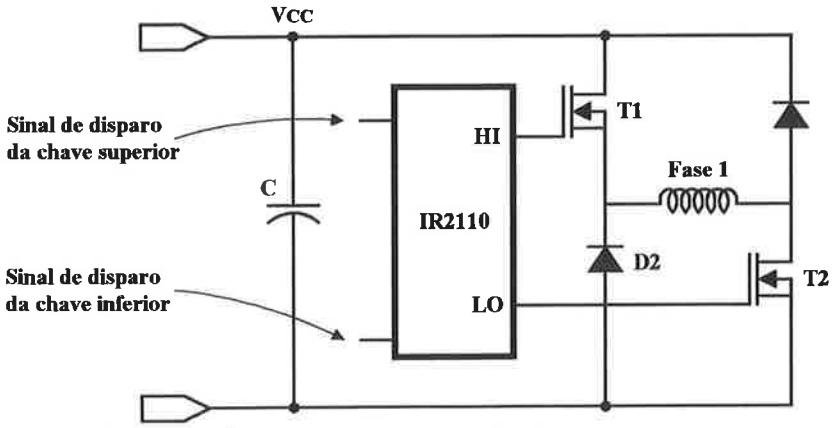


Fig. 3.18 – Configuração de uma das fases do conversor

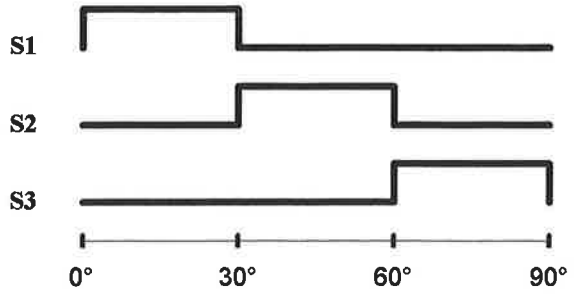


Fig. 3.19 – Sinais dos sensores de posição do rotor

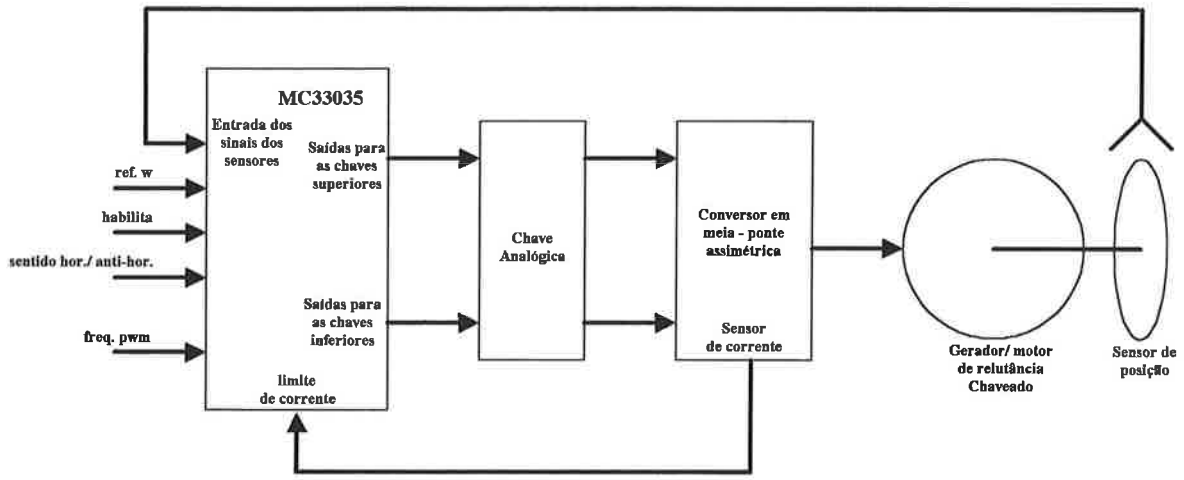


Fig. 3.20 – Diagrama de blocos do acionamento

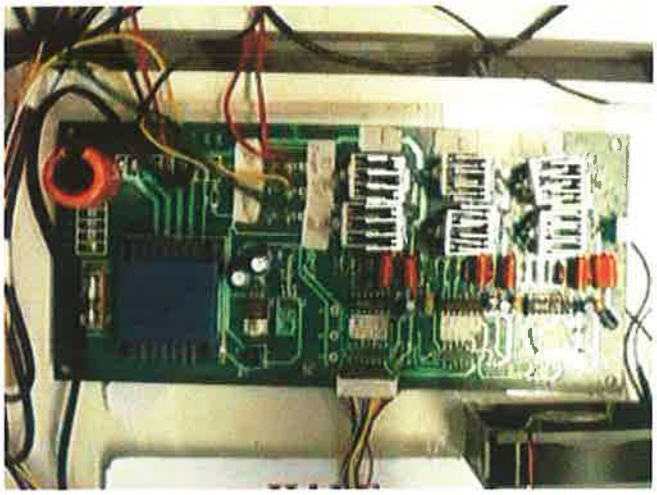


Fig. 3.21 – Placa da parte de potência do conversor

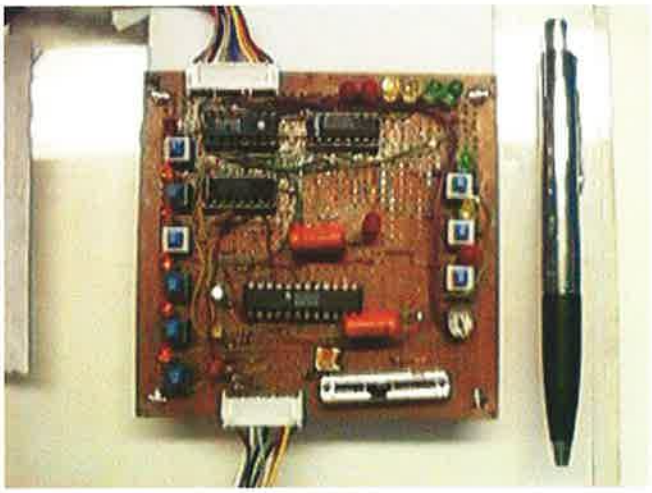


Fig. 3.22 – Placa de controle do conversor

4 GERADORES DE RELUTÂNCIA CHAVEADOS

4.1 Introdução

No capítulo anterior apresentamos aspectos gerais do funcionamento das máquinas de relutância variável, mais especificamente, das máquinas de relutância variável duplamente salientes. Estes aspectos gerais, adequadamente abordados, se aplicam tanto aos motores de relutância chaveados como aos geradores de relutância chaveados.

Observamos nas figuras 3.3 e 3.4 a possibilidade deste tipo de máquina desenvolver torque negativo quando o rotor se encontra no trecho 3 destas figuras e a corrente circula na fase. Esta é a observação inicial que nos indica a possibilidade do funcionamento como gerador elétrico quando a velocidade for garantida através de algum tipo de acionador mecânico para superar este torque negativo. A equação (08) também nos dá esta indicação. Observando-se a segunda parcela do segundo membro da equação, verificamos que trata-se de uma força eletromotriz (f.e.m.) de origem mocional, cuja polaridade depende exclusivamente do trecho das figuras 3.3 e 3.4 em que o rotor se encontra. Ressaltamos o fato de que a corrente na fase é sempre unidirecional.

No trecho 1 das figuras, a derivada da indutância é positiva, o que significa que esta f.e.m. se opõe à tensão do barramento CC e, portanto, contribui para limitar a corrente na fase. Incluímos a figura 4.1 para ilustrar este fato. Esta figura ilustra a operação como motor no modo de pulso único e, observamos que ao fechar as chaves de potência a corrente sobe rapidamente até atingir o seu pico no instante em que se inicia a superposição dos pólos. A partir deste instante, a corrente começa a diminuir, justamente devido à f.e.m. mocional que é gerada pela variação da indutância com a posição angular.

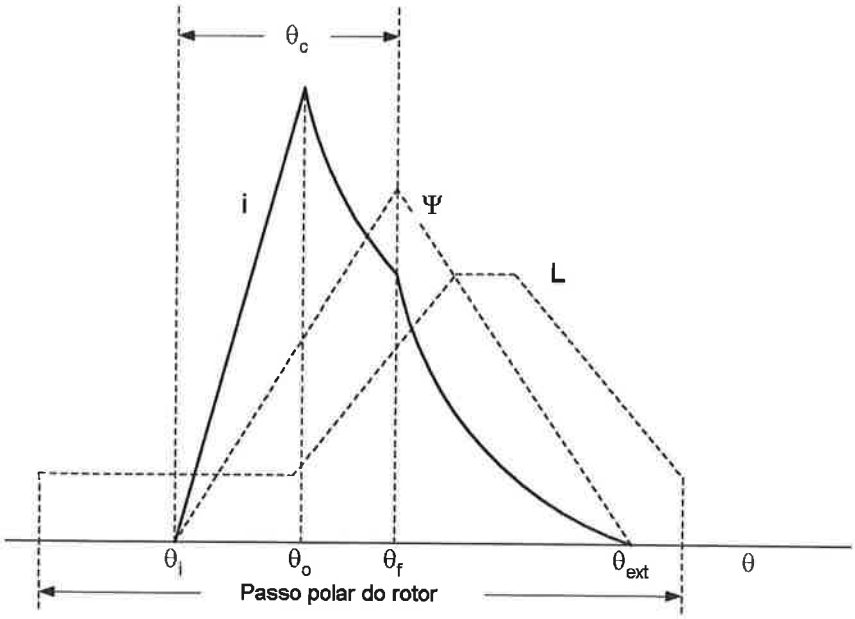


Fig. 4.1 – Indutância, fluxo e corrente de uma fase

Assim, verificamos que, ao entrar no trecho 1 como esboçado pela figura 4.1, se as duas chaves de potência estiverem fechadas como na figura 3.5(a), teremos a f.e.m. gerada se opondo à tensão do barramento CC e com uma tendência a atenuar o valor da corrente; se houver apenas uma chave fechada, como na figura 3.5(b), a corrente diminui; e se as duas chaves forem abertas simultaneamente, como na figura 3.5(c), a corrente também diminuirá. Note-se que, no caso das figuras 3.5(b) e (c), as polaridades das tensões resultantes tendem a impor correntes em sentidos contrários aos das correntes estabelecidas, o que justifica esta tendência de diminuição.

As observações do parágrafo anterior podem parecer, à primeira vista, contraditórias com os aumentos do valor da corrente observados na figura 3.7, no modo de operação com comutação suave. Mas, este não é o caso, pois, as taxas de aumento da corrente que se observa quando as duas chaves de potência estão fechadas seriam ainda maiores se não houvesse esta f.e.m. Note-se nesta figura que a corrente aumenta enquanto a tensão do barramento CC se mantiver maior que a f.e.m.

Cabe ressaltar que o mesmo conversor utilizado para a operação como motor será utilizado na operação como gerador e que uma carga resistiva e um banco de capacitores estão ligados ao barramento CC, conforme mostrado na figura 4.2. A fonte de tensão, em série com um diodo, tem a finalidade de prover a excitação inicial do gerador. O valor nominal da tensão da fonte é muito menor do que a tensão nominal do barramento CC e, assim, após a excitação inicial do gerador, rapidamente, a tensão do barramento aumenta e o diodo bloqueia a corrente proveniente da fonte. Eventualmente, a indução remanente pode ser suficiente para a excitação inicial, conforme verificamos experimentalmente, mas, não se pode garantir que esta excitação seja sempre possível.

Com a finalidade de auxiliar a explanação dos fenômenos que ocorrem no trecho 3 das figuras 3.3 e 3.4, incluímos a figura 4.3. Esta figura apresenta uma das formas de onda típicas da corrente de fase de um gerador de relutância chaveado operando no modo de pulso único. Vamos admitir que a velocidade angular é mantida constante através de um acionador mecânico adequado e que a tensão no barramento CC é Vcc.

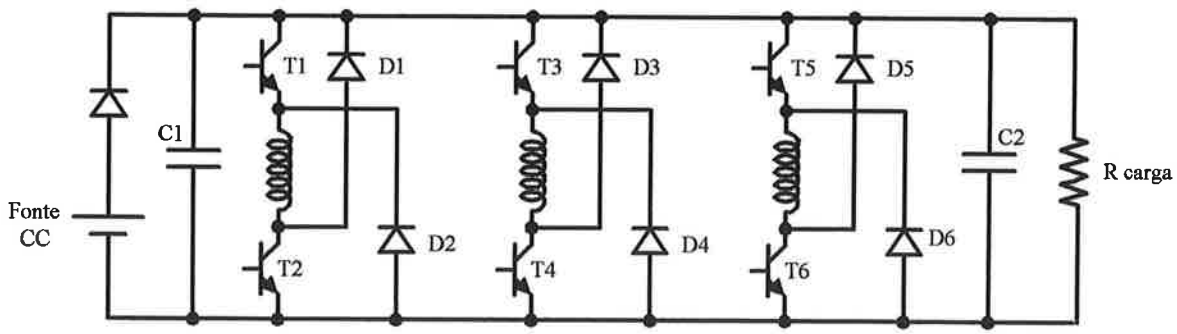


Fig. 4.2 – Conversor do gerador

No início do período de condução, θ_i, as duas chaves de potência são fechadas para aplicar a tensão do barramento CC na fase e a corrente começa a aumentar. Note-se que o período de condução inicia-se no trecho 1 das figuras 3.3 e 3.4, onde a derivada da indutância é positiva e com o

conseqüente surgimento da f.e.m. mocional que se opõe à tensão do barramento CC.

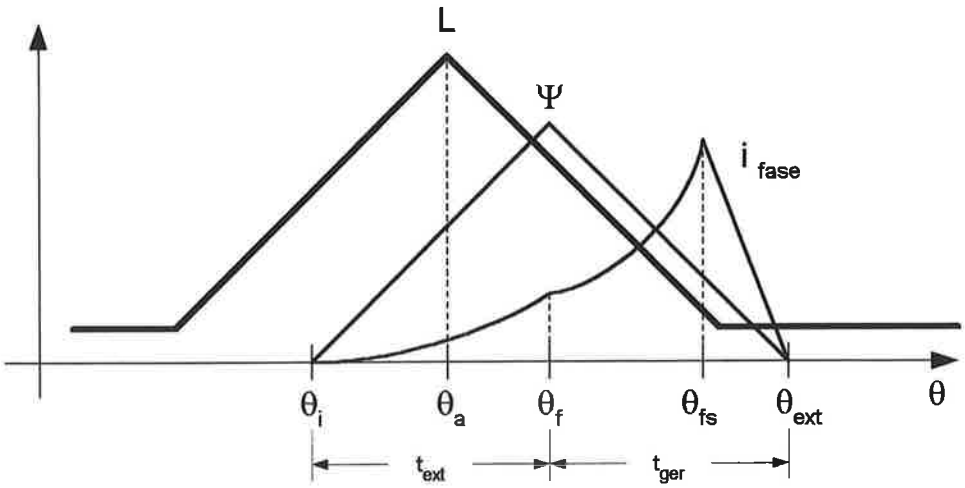


Fig. 4.3 – Corrente de fase, indutância e fluxo concatenado de um gerador

A partir da posição de alinhamento entre os pólos, a indutância da fase começa a diminuir com a posição angular e a f.e.m. muda de polaridade. Esta mudança da polaridade favorece o aumento da corrente numa taxa maior, até que seja concluído o período de condução das chaves de potência. Este intervalo de tempo de condução das chaves de potência é denominado intervalo de excitação, t_{exc}. Neste modo de operação, quanto maior for o valor da corrente no instante do desligamento das chaves, maior será a quantidade de energia gerada[33-35] , referindo-se à área *oabo* da figura 3.10.

Vimos na equação (08) que a f.e.m. gerada é proporcional à velocidade, à corrente e à derivada da indutância com a posição angular. Assim, a escolha adequada destes parâmetros possibilitará que a f.e.m. no instante do desligamento simultâneo das chaves de potência seja maior do que a tensão do barramento CC. Neste caso, a partir deste instante, a corrente passa a circular através dos diodos e vai para o pólo positivo do barramento CC. Note-se que, a partir do início da condução dos diodos, a polaridade da f.e.m. é tal que ela se opõe novamente à tensão do barramento CC. A forma de

onda da corrente apresentada pressupõe que a f.e.m. gerada é maior que a tensão do barramento.

Este aumento da corrente de fase ocorre até o instante em que não há mais a superposição dos pólos do estator e do rotor. A partir deste instante, a derivada da indutância com a posição angular se anula, conseqüentemente, a f.e.m. também se anula e a corrente diminui rapidamente até se extinguir. O intervalo de tempo correspondente à condução dos diodos é o intervalo de geração, t_{ger}. Neste intervalo, a energia mecânica fornecida pelo acionador para equilibrar o torque negativo é convertida em energia elétrica.

As explanações dos parágrafos anteriores apresentaram uma primeira abordagem das polaridades da f.e.m. mocional gerada na fase em diversas condições para ilustrar a possibilidade do funcionamento deste tipo de máquina como gerador elétrico. Conforme vimos, esta f.e.m. depende da velocidade, da corrente e da derivada da indutância com a posição angular. A figura 4.4 ilustra as polaridades relativas da corrente, de V_{cc} e da f.e.m.

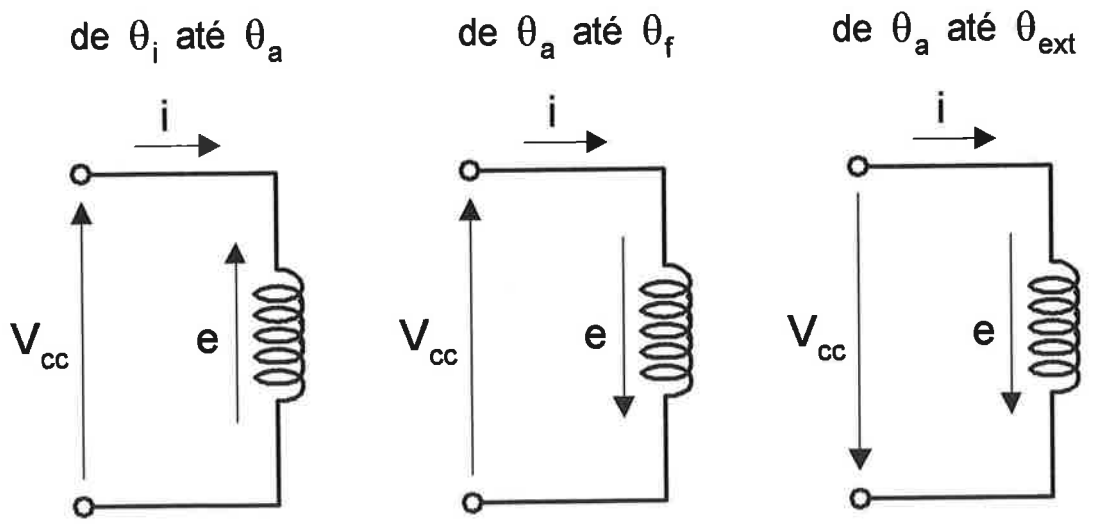


Fig. 4.4 – Polaridades relativas das tensões e da corrente

A abordagem da operação como gerador neste trabalho, refere-se à operação no modo de pulso único, auto-excitado, velocidade constante e com

ângulos de condução, θ_c, e de início de condução θ_i, fixos. A máquina recebe energia do barramento CC enquanto as chaves de potência conduzem e fornece energia ao barramento durante a condução dos diodos. Para manter a geração, a energia fornecida ao barramento deve ser maior do que a recebida. Conforme apresentado nas figuras 3.12 e 3.13, neste modo de pulso único referido, o torque pode ser inversamente proporcional à velocidade ou ao quadrado da velocidade, implicando num comportamento da potência, respectivamente, constante ou inversamente proporcional à velocidade. Este modo de operação se aplica nas situações onde as velocidades são suficientemente altas para produzir uma f.c.e.m. da mesma ordem de grandeza da tensão do barramento CC. Esta máquina pode operar em velocidades menores mas, neste caso, ela estará limitada a uma característica de torque constante. Neste caso, a potência gerada diminui linearmente com a velocidade.

Vamos agora generalizar um pouco mais a apresentação das possíveis formas de onda da corrente de fase do gerador neste modo de operação de pulso único. Estas formas de onda estão apresentadas na figura 4.5. Durante o intervalo de tempo de condução dos diodos e enquanto o rotor percorre o trecho 3 das figuras 3.3 e 3.4, a tensão do barramento CC se opõe à f.e.m. gerada. Assim, a corrente que será fornecida ao barramento CC depende unicamente da diferença entre a f.e.m. mocional e a tensão do barramento CC[33-35].

A figura 4.5(a) apresenta o caso em que a corrente aumenta após o desligamento das chaves de potência porque a f.e.m. mocional é maior do que a tensão do barramento CC. Neste caso, observamos que ela atinge o seu valor de pico quando termina a superposição dos pólos do rotor e do estator após o que ela se anula rapidamente devido à anulação desta f.e.m., por sua

vez, provocada pela anulação da derivada da indutância com a posição angular.

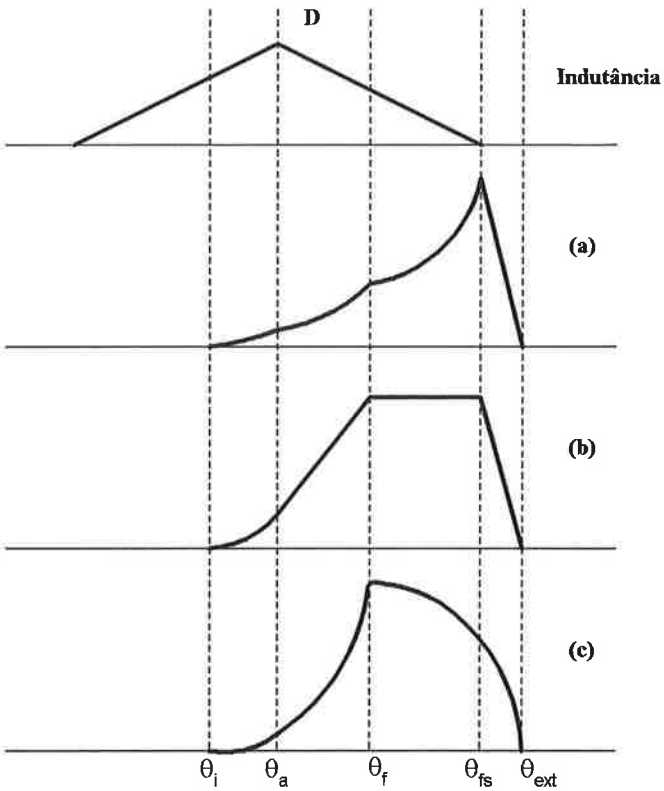


Fig. 4.5 – Formas de onda típicas da corrente de fase do gerador

A figura 4.5(b) representa a situação em que a corrente se mantém constante após o desligamento das chaves porque a f.e.m. mocional se equilibra com a tensão do barramento CC. Neste caso, a corrente se mantém constante até o fim da superposição dos pólos, quando a f.e.m. é anulada e a corrente se reduz a zero pelos mesmos motivos do parágrafo anterior.

A forma de onda da corrente da figura 4.5(c) é típica do caso em que a f.e.m. mocional é menor do que a tensão do barramento CC. Neste caso, ela atinge o seu valor de pico no instante do desligamento das chaves de potência e em seguida vai diminuindo o seu valor até se anular.

Generalizando um pouco mais as idéias até aqui apresentadas e observando a forma de onda do fluxo concatenado na figura 4.3, notamos que,

neste modo de operação, o intervalo de excitação é igual ao intervalo de geração, desde que possamos admitir desprezível a queda de tensão na resistência da fase. Notamos também que neste modo de operação como gerador, o fluxo concatenado atinge o seu valor máximo no instante do desligamento das chaves de potência.

Ressaltamos novamente a idéia de que, neste tipo de máquina não se aplica o conceito de funcionamento em regime permanente[03], da maneira entendida convencionalmente, no qual há um certo fluxo por pólo que se mantém constante, como ocorre nas máquinas convencionais. Nesta máquina, em cada intervalo de condução das chaves de uma fase, o fluxo concatenado é estabelecido, atinge o seu valor máximo no instante de desligamento das chaves e diminui até se anular no final do intervalo de condução dos diodos.

Assim, em cada ciclo do funcionamento de cada fase, o sistema de controle deve atuar com a finalidade de manter a tensão e a corrente requeridas pela carga. Os parâmetros de controle são: velocidade e ângulos de início e fim da condução.

4.2 Simetria das formas de onda da corrente

Ao comentar a figura 3.10, afirmamos que ela é representativa da operação como motor e como gerador. Desta forma, ela pode ser usada para o cálculo do torque médio nas duas situações. Esta afirmação se baseia nas simetrias observadas nas formas de onda da corrente nos dois modos de funcionamento. Radun[12], em seu artigo, demonstra esta simetria da maneira que se segue, admitindo-se que os ângulos de condução são iguais nos dois casos. A figura 4.6 ilustra as formas de onda da corrente, simétricas em relação ao eixo de alinhamento dos pólos do rotor e do estator.

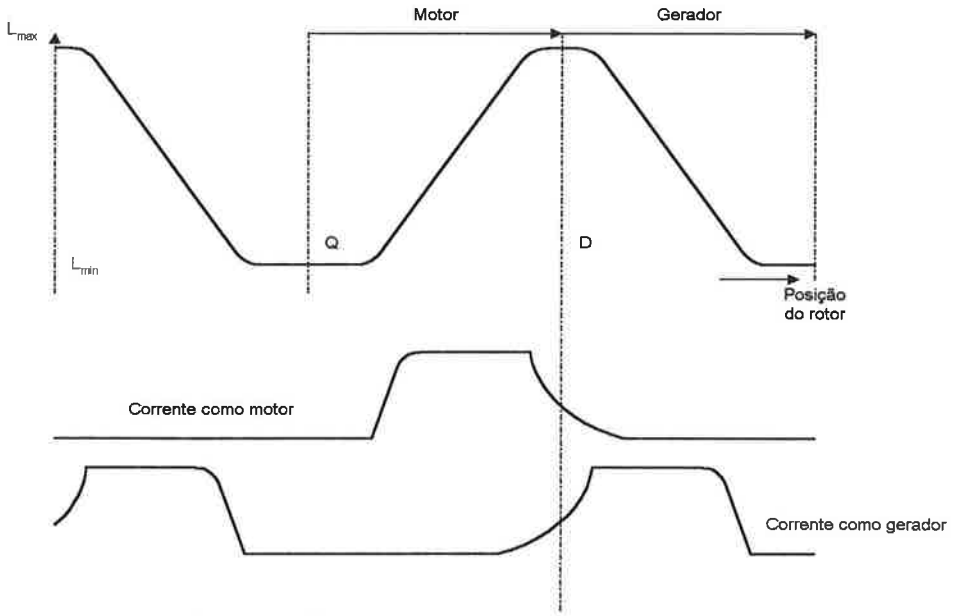


Fig. 4.6 – Simetria das formas de onda da corrente

A simetria das formas de onda é assegurada se a resistência do enrolamento da fase puder ser considerada desprezível, como é o caso da maioria das aplicações. Nestas condições, a equação da tensão nos terminais pode ser escrita da seguinte forma:

$$V_{cc} = \frac{d\Psi}{dt} = \frac{d\Psi}{d\theta}\omega \tag{20}$$

Vamos admitir que, nas situações ilustradas pela figura 4.6, a tensão do barramento V_{cc} tem o mesmo valor. Sejam θ_{1m} e θ_{2m} duas posições angulares quaisquer, no sentido crescente, situadas na região de operação como motor da figura 4.6. Sejam θ_{1g} e θ_{2g} situadas na região de operação como gerador, de forma que as posições de índice 1 sejam simétricas em relação ao eixo de alinhamento dos pólos, o mesmo ocorrendo com as de índice 2.

Na operação como motor, a equação (20) pode ser integrada para obter

$$\Psi(\theta_{2m}) - \Psi(\theta_{1m}) = \frac{1}{\omega} V_{ccm}(\theta_{2m} - \theta_{1m}) \tag{21}$$

Na operação como gerador, a integração da equação (20) resulta

$$\Psi(\theta_{1g}) - \Psi(\theta_{2g}) = \frac{1}{\omega} V_{ccg}(\theta_{1g} - \theta_{2g}) \tag{22}$$

Tendo em vista as hipóteses assumidas, resulta que $\psi(\theta_{1m}) = \psi(\theta_{1g})$ e podemos eliminá-los, somando as equações (21) e (22), obtendo-se

$$\Psi(\theta_{2m}) - \Psi(\theta_{2g}) = \frac{1}{\omega}\left[V_{ccm}(\theta_{2m} - \theta_{1m}) + V_{ccg}(\theta_{1g} - \theta_{2g})\right] \tag{23}$$

As diferenças angulares do segundo membro da equação (23) são iguais. Além disto, as tensões indicadas são iguais em módulo e com sinais opostos, tendo em vista as polaridades das tensões indicadas na figura 4.4. Portanto, os dois fluxos do primeiro membro são iguais. Tendo em vista que as curvas de fluxo concatenado versus corrente são simétricas em relação ao eixo de simetria, as correntes são iguais nas duas posições angulares indicadas no primeiro membro da equação.

4.3 Tensão do barramento CC

Tendo em vista as explanações anteriores, no modo de operação de pulso único do gerador com ângulos fixos de condução e tensão constante no barramento CC, a característica de torque versus velocidade é descrita pelo gráfico da figura 3.12. Esta é a característica de operação natural do gerador.

Integrando novamente a equação (20), no intervalo de excitação da fase e admitindo-se que sua resistência é desprezível, obtém-se:

$$\Psi_f = \frac{1}{\omega} V_{cc}(\theta_f - \theta_i) \tag{24}$$

Esta equação indica que o fluxo concatenado máximo é inversamente proporcional à velocidade e diretamente proporcional ao ângulo de condução. Assim, ao percorrer uma determinada curva do gráfico da figura 3.12, conclui-se que o valor de pico do fluxo aumenta com a diminuição da velocidade.

Recorrendo-se à segunda parcela da equação (08), conclui-se que haverá uma dada velocidade em que, nestas condições, a corrente mantém um patamar constante durante a condução dos diodos, conforme a figura 4.5 (b). Neste ponto operacional, teremos um equilíbrio entre a tensão do barramento e a f.e.m.

Sawata et al[33] propõem um equacionamento para o cálculo desta corrente, assumindo que a indutância varia unicamente com a posição angular do rotor. Esta hipótese é razoável tendo em vista que o início da condução das chaves se dá antes da posição de alinhamento e, ao atingir esta posição, a corrente ainda não atingiu valores elevados. Além disto, a corrente somente atingirá seu máximo valor quando houver um ângulo de superposição dos pólos menor do que o menor arco polar entre os pólos. Este equacionamento conduz a resultados bastante úteis para o lançamento das simulações e para estimar o comportamento do gerador. Apresentamos a seguir o equacionamento, onde i_f, ψ_f e L_f são, respectivamente, a corrente, o fluxo

concatenado e a indutância na posição de desligamento das chaves de potência.

$$i_f = \frac{\Psi_f}{L_f} \tag{25}$$

$$i_f = \frac{1}{L_f}\frac{V_{cc}}{\omega}\theta_c \tag{26}$$

$$i_f = \frac{1}{L_{\min} + L'(\theta_{fs} - \theta_f)}\left(\frac{V_{cc}}{\omega}\right)\theta_c \tag{27}$$

onde,

$$L' = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{\theta_f - \theta_i} \tag{28}$$

Desta forma, temos definido um valor do patamar de corrente para uma dada velocidade, tensão do barramento, f.e.m. e ângulo de condução. O valor da tensão do barramento adotada como nominal, numa dada velocidade de base, define um valor de patamar de corrente de referência para, com ele, recorrermos à figura 3.10 para calcular o torque médio desenvolvido nestas condições operacionais. De posse destes valores de torque e de velocidade, fixamos um ponto de referência no plano de torque versus velocidade, de onde podemos derivar as características indicadas na figura 4.7.

Como vimos anteriormente, as características apresentadas na figura 4.7 dependem das estratégias de controle adotadas para o equipamento. A característica de torque inversamente proporcional ao quadrado da velocidade, ou potência inversamente proporcional à velocidade, é obtida para um ângulo de condução fixo, com o controle possibilitando o avanço do início de condução das chaves de potência na medida em que aumenta a velocidade. A característica de torque inversamente proporcional à velocidade, ou potência constante, é obtida para um ângulo de condução variável e com o avanço do ângulo do início de condução com o aumento da velocidade[12, 13, 39].

A característica de torque constante com a velocidade, ou potência diminuindo linearmente com a velocidade é obtida com alguma técnica de recortamento da tensão durante a condução das chaves de potência, conforme alguma das técnicas apresentadas no item 3.2. Ressaltamos o fato de que, no funcionamento como gerador, durante a condução das chaves de potência, e lembrando das polaridades relativas das tensões, concluímos que a corrente pode somente aumentar[12]. Esta operação com recortamento de tensão[30, 31, 36] não faz parte do escopo deste trabalho e, por isto, não será tratada em detalhes.

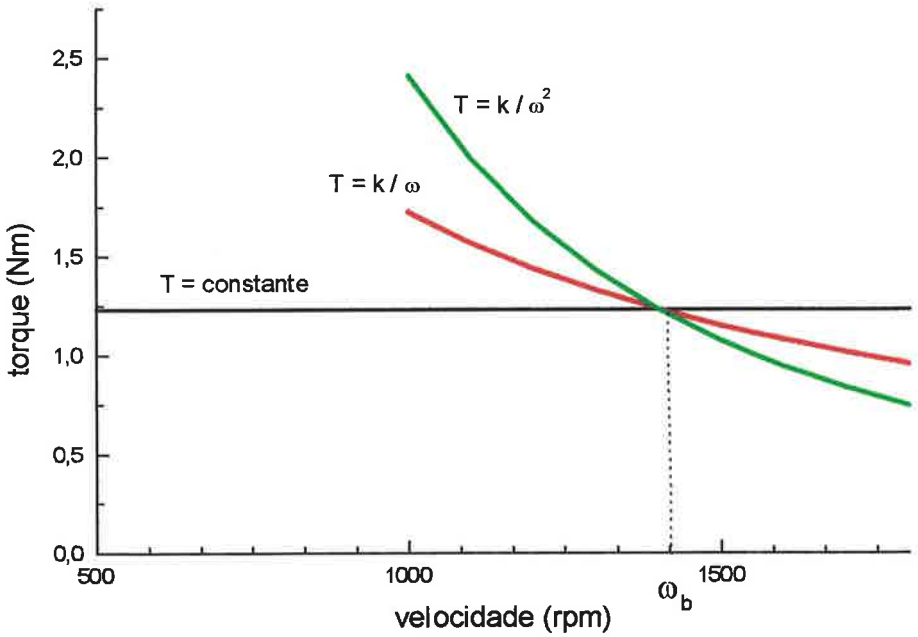


Fig. 4.7 – Características de torque versus velocidade para o gerador

Tendo em vista o ajuste dos parâmetros de controle e a figura 4.7, conclui-se que, numa dada tensão do barramento CC e velocidade de base, se a velocidade diminui, a f.c.e.m. também diminui e a forma de onda da corrente é do tipo indicado na figura 4.5 (c). Se a velocidade aumenta além da velocidade de base, a forma de onda da corrente será do tipo indicado na figura 4.5 (a). Assim, o valor da corrente obtido com a equação (27) é um valor

de referência a ser usado para a operação com tensão do barramento e velocidade constantes e que define uma característica operacional conforme a figura 4.7. Para os ângulos de controle adotados, este é o valor mínimo do pico de corrente.

Há ainda um aspecto importantíssimo no que se refere à tensão do barramento CC para o gerador operando no modo de pulso único e ângulos fixos de condução. Trata-se da instabilidade da tensão, que é tratada por Radun[11, 12], da maneira que se segue.

Na situação em que os ângulos θ_i e θ_f são fixos, numa dada tensão de barramento, uma certa quantidade de energia e uma certa corrente média serão produzidas por ciclo de operação das fases. Nesta situação, se ocorrer uma pequena perturbação na tensão do barramento, no sentido de aumentá-la, teremos como conseqüência, um aumento da corrente de excitação, um aumento da corrente média produzida, com uma tendência de aumentar ainda mais a tensão do barramento, levando a uma situação de instabilidade. O mesmo tipo de raciocínio pode ser desenvolvido para o caso em que a perturbação provoque uma ligeira diminuição da tensão do barramento.

Assumindo que a corrente média produzida para um dado valor de θ_i e de θ_f seja proporcional à tensão do barramento, obtemos:

$$i_{med} = k(\theta_i, \theta_f) V_{cc} = \frac{V_{cc}}{R_k} = C\frac{dV_{cc}}{dt} + \frac{V_{cc}}{R_1} \qquad (29).$$

A tensão do barramento deve satisfazer à equação

$$\frac{dV_{cc}}{dt} + \left(\frac{1}{R_c C} - \frac{1}{R_k C}\right) V_{cc} = 0 \qquad (30).$$

Nestas equações, R_1 é a resistência de carga, C é a capacitância total conectada ao barramento e R_k é uma constante de proporcionalidade que depende dos ângulos de início e fim de condução das chaves, da velocidade e

da própria tensão do barramento. Da equação (30), conclui-se que se a constante R_k for menor do que a resistência de carga, indicando uma carga que absorve baixa potência, a tensão torna-se instável e tende a aumentar. Se a constante for maior do que a resistência de carga, indicando uma carga que absorve alta potência, a tensão tende a diminuir. Esta condição tem implicações bastante importantes na ocorrência de curtos-circuitos. Nesta ocorrência, a resistência de carga fica muito pequena e a corrente muito alta, o que provoca a anulação da tensão do barramento, a menos que se disponha de uma fonte auxiliar para manter a excitação. Este resultado também indica que, para cada máquina em particular, há uma máxima carga permissível, de forma que, se este valor de carga for superado, a tensão do barramento se anula, a menos que a corrente adicional requerida pela carga seja suprida por uma outra fonte.

5 SIMULAÇÃO PELO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

5.1 Aspectos iniciais

Neste item passaremos a descrever os principais aspectos relacionados ao programa computacional FLUX2D[69] utilizado para o modelamento do nosso equipamento. O programa FLUX2D resolve problemas eletromagnéticos complexos pelo Método dos Elementos Finitos e é adequado para resolver problemas bidimensionais através da discretização da seção transversal da máquina ou dispositivo em estudo em um grande número de pequenos elementos de área denominados elementos finitos. Este programa leva em consideração as não-linearidades dos circuitos magnéticos do domínio de estudo e resolve as equações algébricas para obter os valores do vetor potencial magnético **A** em cada um dos vértices dos elementos finitos. Uma vez obtida estas soluções, todas as grandezas magnéticas de interesse, tais como, indução magnética, fluxo, intensidade de campo magnético, etc., podem ser obtidas.

O equacionamento relacionado ao método dos elementos finitos e a sua implementação através do programa FLUX2D estão adequadamente abordados nas referências[69-71], por este motivo, consideramos desnecessária a sua apresentação neste documento. Neste capítulo, nosso objetivo é apresentar as diversas etapas da abordagem do modelamento do equipamento utilizando esta técnica.

Para se desenvolver o projeto de uma determinada máquina, o primeiro passo consiste na obtenção das suas dimensões principais utilizando-se as equações convencionais para as máquinas elétricas. Estas equações relacionam-se ao torque e aos carregamentos elétricos e magnéticos. Estes parâmetros são calculados utilizando-se valores típicos de torque por unidade de volume do rotor, densidade de corrente nos condutores, induções magnéticas típicas no entreferro e nas partes ferromagnéticas do dispositivo,

etc. Considerando-se os recursos disponíveis, os requisitos a serem atendidos e as restrições impostas pelo tipo de aplicação, este primeiro passo resulta num esboço da máquina elétrica desejada.

Após este primeiro passo, deve-se escolher um método para se obter o refinamento da solução encontrada, com o objetivo da obtenção das dimensões finais e outras características importantes da máquina, tais como, escolha dos materiais, processos de fabricação, etc. Esta metodologia pode ser uma combinação do uso de métodos analíticos clássicos e métodos computacionais. Um outro aspecto a ser considerado refere-se à necessidade da fabricação e do desenvolvimento de trabalhos experimentais com protótipos.

Naturalmente, estas atividades relacionadas com protótipos podem se tornar um sério inconveniente para o desenvolvimento de novos equipamentos com custos competitivos, podendo até mesmo inviabilizar estes novos desenvolvimentos. Atualmente, podemos notar que os métodos computacionais mais modernos estão atingindo um grau de precisão e confiabilidade, que permitem, cada vez mais, que se evite uma grande quantidade de trabalhos experimentais relacionados com a fabricação e testes de protótipos.

Nosso domínio de estudo é a seção transversal da máquina, apresentada na figura 3.12, que corresponde a um modelo bidimensional. A primeira etapa para a utilização do programa consiste na introdução da geometria do modelo. A seção transversal em estudo é dividida em regiões, caracterizadas pelos diversos materiais usados na construção dos diversos componentes do motor, conforme a tabela 5.1. Cada material é caracterizado pelas suas propriedades físicas. Algumas destas regiões podem ainda ser subdivididas, em função das conveniências para a geração da malha de elementos finitos ou para o posterior tratamento dos resultados. Admitimos que todos os materiais têm propriedades físicas isotrópicas.

Tabela 5.1 – Regiões do modelo

Região	Descrição	Propriedade	Acoplamento com circuitos
EIXO	Aço não-magnético	Permeabilidade do vácuo	N
ROTOR	Aço-silício, espessura 0,35 mm	Curva normal de magnetização	N
AR_ROTOR	Região delimitada pelo círculo de raio r_2 e é preenchida pelo ar	Permeabilidade do vácuo	N
BANDA	Região anular com raio interno igual a r_2 e raio externo igual a r_3	Permeabilidade do vácuo	N
ESTATOR	Aço-silício, espessura 0,35 mm	Curva normal de magnetização	N
AR_ESTATOR	Região delimitada pelos círculos de raios r_3 e r_4 e que é preenchida pelo ar	Permeabilidade do vácuo	N
BOB1A, BOB1B, BOB1C e BOB1D	Quatro lados do enrolamento da fase A, com 150 condutores de cobre cada um	Permeabilidade do vácuo	S
BOB2A, BOB2B, BOB2C e BOB2D	Quatro lados do enrolamento da fase B, com 150 condutores de cobre cada um	Permeabilidade do vácuo	S
BOB3A, BOB3B, BOB3C e BOB3D	Quatro lados do enrolamento da fase C, com 150 condutores de cobre cada um	Permeabilidade do vácuo	S

Com a finalidade de facilitar o refinamento do projeto da máquina, o programa oferece a possibilidade de parametrizar os valores das diversas grandezas geométricas. Desta forma, cada um dos elementos geométricos usados no desenho da seção transversal pode ter a ele associado um parâmetro que, com a simples modificação do seu valor, o programa apresenta uma nova seção transversal com as novas dimensões afetadas pelo valor modificado.

Após estas definições do modelo, a geometria é dividida em elementos de área triangulares, através do gerador automático de malhas disponível no programa. Para se obter uma malha homogênea, existe uma sub-rotina que usa o método de Delaunay[72]. Aplicando-se os critérios deste método, cada um dos elementos de área ou elementos finitos, é feito o mais próximo possível de um triângulo equilátero. O programa também permite um maior refinamento da malha nas partes do modelo onde se espera encontrar uma maior variação das grandezas eletromagnéticas.

A malha de elementos finitos gerada na discretização do domínio de estudo contém 8832 elementos triangulares. As figuras 5.1, 5.2 e 5.3 mostram a malha de elementos finitos. A figura 5.1 mostra a discretização de uma parte do domínio de estudo. As figuras 5.2 e 5.3 mostram uma ampliação do modelo discretizado em torno do entreferro para duas diferentes posições do rotor. Podemos observar um maior refinamento da malha em torno deste entreferro que é a região onde se deve obter o maior refinamento possível da malha para propiciar uma precisão adequada da solução.

Para solucionar os problemas eletromagnéticos do modelo, a condição de Dirichlet foi aplicada aos nós que pertencem ao diâmetro externo do estator. Isto significa que nenhuma linha de fluxo magnético atravessa esta circunferência, ou, equivalentemente, os vetores potenciais magnéticos são nulos nestes pontos.

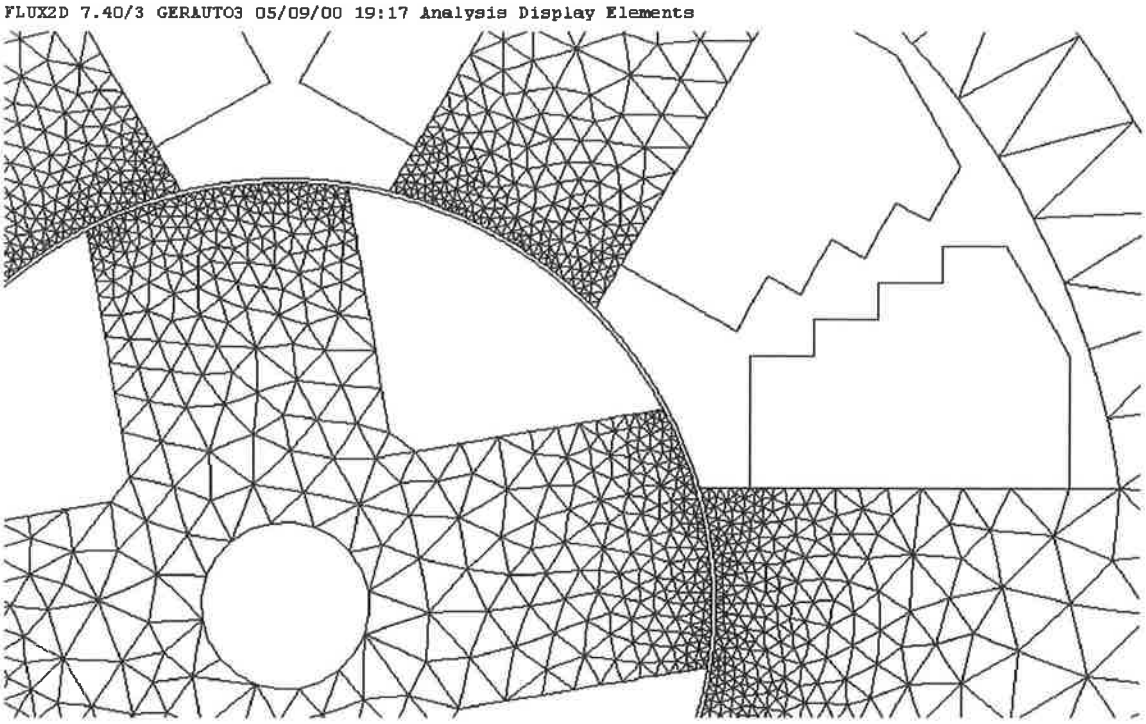


Fig. 5.1 – Discretização do domínio de estudo

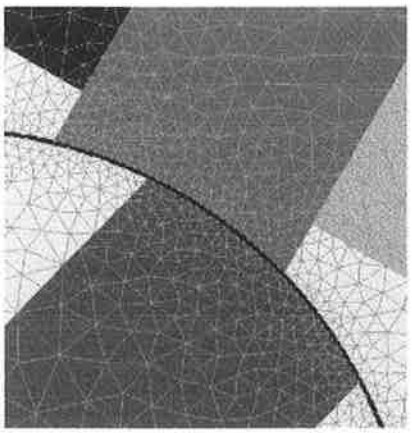


Fig. 5.2 – Vista ampliada da malha

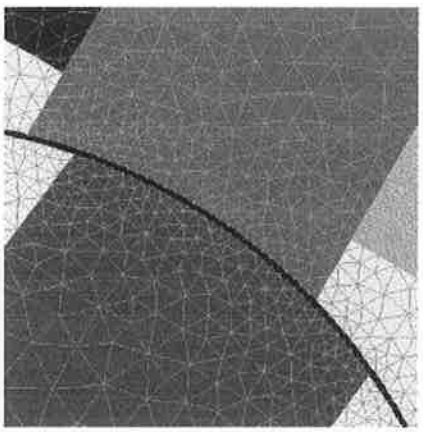


Fig. 5.3 – Vista ampliada da malha após um deslocamento do rotor

5.2 Simulação magnetostática

Prosseguindo na abordagem das etapas de projeto, passaremos a apresentar os diversos aspectos da máquina que podem ser estudados com a simulação magnetostática.

Este tipo de simulação é feito com valores constantes da posição angular do rotor e das correntes nas fases. Assim, para cada conjunto de valores escolhidos é feita uma simulação para a obtenção das grandezas de interesse. Estas grandezas deste tipo de máquina são fortemente dependentes da posição angular do rotor e da corrente. Isto significa dizer que, para a caracterização do dimensionamento adotado, torna-se necessário fazer um grande número de simulações para abranger todas as faixas de valores desejados.

Para o caso desta máquina com 4 pólos no rotor, pode-se levar em consideração as suas simetrias, para fazer estas simulações apenas numa faixa de 45° de deslocamento do rotor. Um outro aspecto que atenua o volume de trabalho a ser conduzido é que, para cada condição de simulação, os resultados são rapidamente atingidos, em poucos minutos, principalmente nas posições angulares onde a superposição dos pólos seja moderada.

As simulações magnetostáticas foram feitas para posições angulares entre a de alinhamento dos pólos e a de alinhamento do eixo interpolar do rotor com o eixo do pólo do estator, em intervalos de 5°. Os valores de corrente contínua, injetados unicamente na fase A, foram escolhidos na faixa de 1 a 6 A em intervalos de 1 A. Também foi feito um conjunto de simulações para a corrente de 9 A.

Uma vez obtida a solução para o problema de campo, o estágio de pós-processamento do programa FLUX2D possibilita a geração de vários tipos de informação: mapeamento de fluxo magnético, cálculos do fluxo em partes definidas pelo usuário, densidade de fluxo magnético nas várias partes do

modelo, vetores de indução magnética, força e torque, indutâncias próprias e mútuas, gráficos das grandezas em partes definidas pelo usuário, e muitas outras grandezas de interesse. Neste estágio de pós-processamento, é possível obter os valores numéricos das diversas grandezas, ou saídas gráficas para a visualização dos resultados.

A figura 5.4 ilustra exemplos do mapeamento das linhas de fluxo magnético da máquina para 4 posições distintas do rotor. A figura 5.5 mostra exemplos do mapeamento da densidade de fluxo magnético nas mesmas posições da figura anterior. Nesta figura, cores mais claras indicam um maior valor da grandeza considerada. As condições para as quais foram obtidas estas figuras estão especificadas na tabela 5.1. Estes exemplos ilustram a forte influência da posição angular sobre as grandezas apresentadas.

Tabela 5.1 – Conteúdo das figuras 5.4 e 5.5

Figura	Conteúdo	Posição do rotor	Corrente (A)
5.4 (a)	Fluxo	0°	6
5.4 (b)	Fluxo	45°	6
5.4 (c)	Fluxo	22,5°	6
5.4 (d)	Fluxo	18°	6
5.5 (a)	Indução	0°	6
5.5 (b)	Indução	45°	6
5.5 (c)	Indução	22,5°	6
5.5 (d)	Indução	18°	6

Nesta etapa do projeto podemos fazer um refinamento do dimensionamento da máquina através da análise sistemática das suas características eletromagnéticas. No próximo capítulo, apresentamos também os resultados obtidos no cálculo das características de torque estático, do fluxo concatenado e da indutância em função da posição angular e da corrente.

Estes resultados estão apresentados devidamente comentados, visando enfatizar a sua utilização no projeto e na análise do desempenho do equipamento

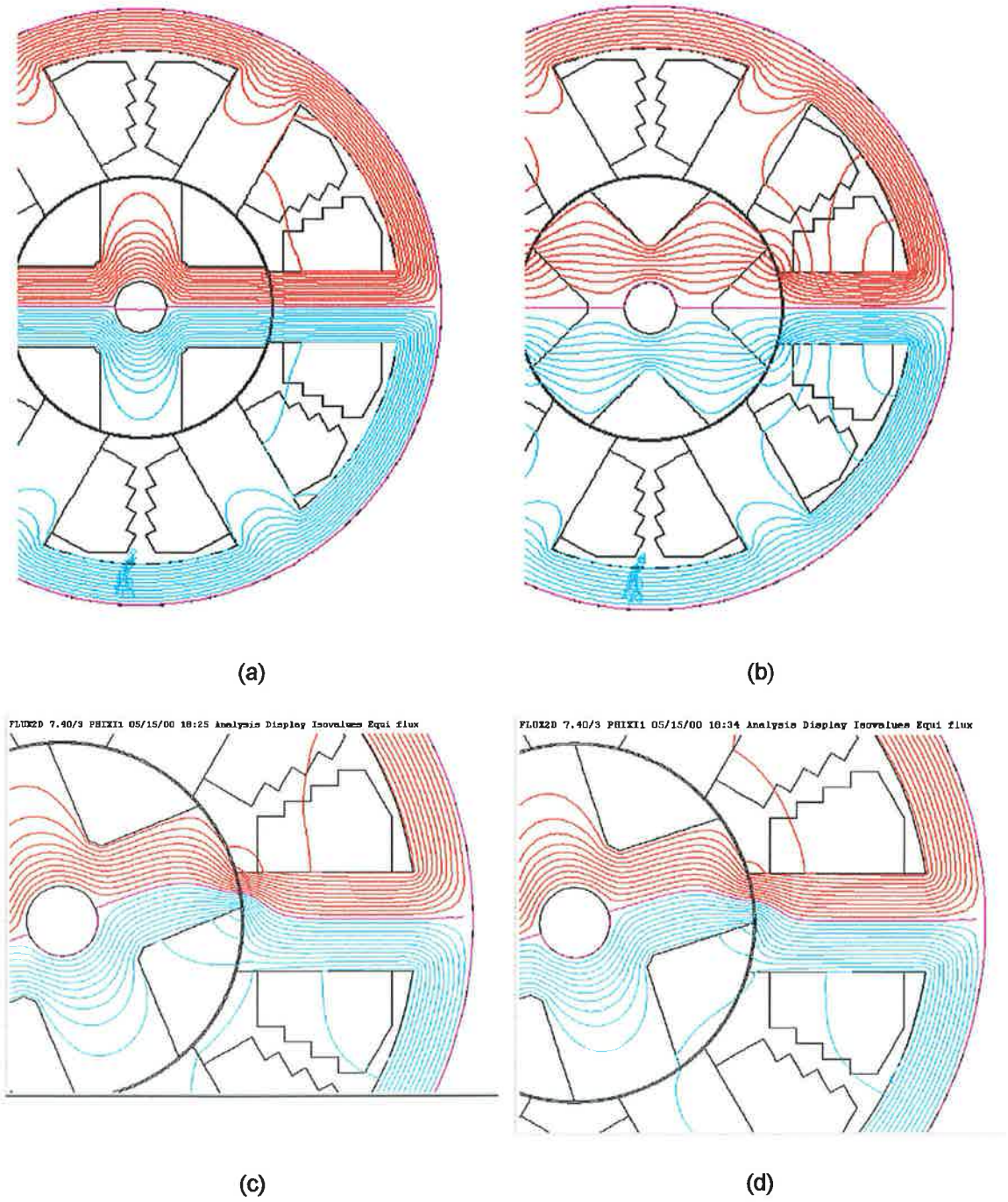


Fig. 5.4 - Mapeamento do fluxo magnético

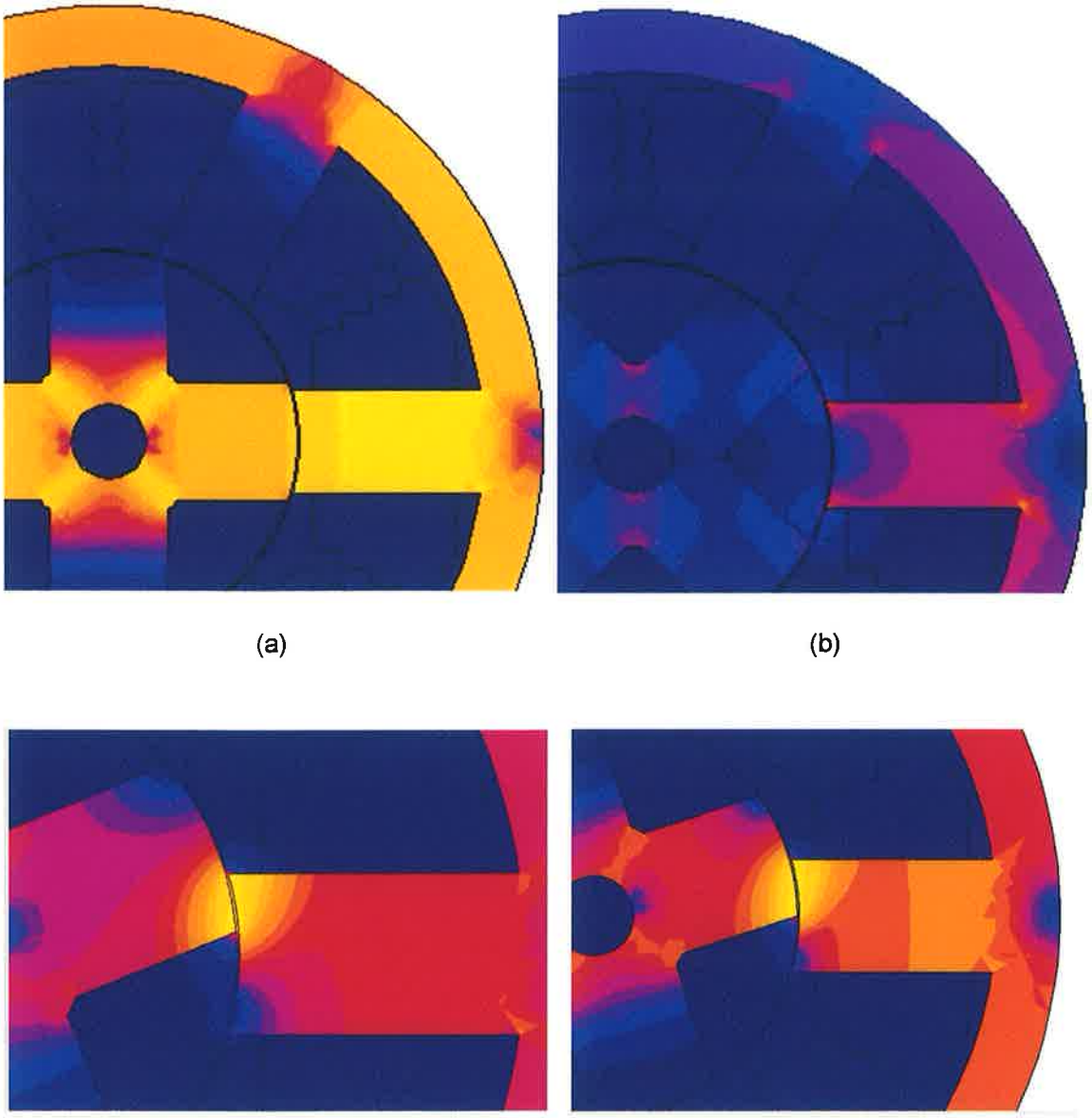


Fig. 5.5 - Densidade de fluxo magnético

5.3 Acoplamento com as equações de circuitos

Ao final da etapa descrita no item anterior, obtém-se uma ou mais soluções para o dimensionamento do equipamento. Estas soluções devem ser também avaliadas para verificar se o seu desempenho dinâmico atende aos requisitos estabelecidos. Deve-se então dispor de uma metodologia adequada para este tipo de abordagem, de forma a se poder escolher a melhor solução entre as consideradas viáveis na primeira etapa de avaliação. O acoplamento das equações de circuitos elétricos com o método dos elementos finitos se apresenta como uma das metodologias disponíveis para esta tarefa e é a que utilizamos neste trabalho. Neste item abordaremos os aspectos mais gerais da aplicação desta técnica considerados tanto nas simulações do funcionamento como gerador, como da operação como motor desta máquina. Nos itens subseqüentes, aprofundaremos adequadamente esta abordagem para os modos de operação tratados neste trabalho.

A simulação do desempenho dinâmico do equipamento possibilita o cálculo dos valores instantâneos das grandezas físicas de interesse para as várias condições operacionais, tais como, correntes e tensões nos enrolamentos, componentes e dispositivos eletrônicos, torque no eixo e as diversas grandezas magnéticas. Os resultados destes cálculos constituem uma poderosa ferramenta para o dimensionamento final dos elementos constituintes da máquina e dos componentes e dispositivos eletrônicos do conversor.

Este método de abordagem possibilita a simulação do conversor eletrônico dedicado funcionando de uma maneira integrada com a máquina elétrica a ele associada. Desta maneira, este método propicia a simulação do equipamento em condições mais próximas da sua realidade operacional. As fontes elétricas, de tensão ou de corrente, utilizadas no equipamento são introduzidas no circuito para fornecer ou receber energia elétrica, conforme as condições operacionais instantâneas determinadas pelo equacionamento, que

considera as quedas de tensão provocadas pelas correntes nas resistências, indutâncias e capacitâncias, bem como, as forças eletromotrizes de origem mocional.

Antes de aprofundar a explanação deste método de simulação, convém ressaltar as figuras 5.2 e 5.3. Nestas figuras observa-se um anel de pequena espessura posicionado no entreferro. Este anel define uma região denominada banda de rolamento, que é um recurso disponível no programa FLUX2D desenvolvido com a finalidade de estudar os casos em que há um movimento relativo entre partes do domínio de estudo. A banda de rolamento é uma superfície anular com uma única camada de elementos triangulares e é posicionada entre a parte móvel (rotor) e a parte fixa (estator).

A vantagem desta técnica é que ela possibilita uma melhoria na solução do problema envolvendo o movimento de alguma das partes porque, em cada passo de tempo, ela conserva o número de equações a serem resolvidas e mantém a malha independentemente da posição instantânea ocupada pelo rotor. Em cada passo de tempo, o programa refaz unicamente a malha desta banda. Desta forma, o tempo de processamento e o espaço de memória para fazer as simulações em regime permanente e em transitórios são diminuídos.

Apresentamos na figura 5.6 o modelo de circuito utilizado para realizar o acoplamento em questão. Este modelo de circuito foi utilizado tanto para as simulações do funcionamento como gerador, como do motor, através da escolha adequada dos valores dos parâmetros de circuito e estado das chaves. Assim, tanto o circuito da figura 3.2, quanto o da figura 4.2, podem ser adequadamente representados por este modelo.

Neste modelo, o primeiro aspecto a ressaltar, refere-se aos elementos identificados pelos códigos BOB1A até BOB1D, BOB2A até BOB2D e BOB3A até BOB3D, que correspondem às regiões descritas na tabela 5.1 e

representam os quatro lados dos enrolamentos das fases, apresentados na seção transversal da figura 3.12. Estes elementos são inseridos no circuito para simular a parte ativa destas fases, estão ligados em série, com polaridades adequadas, e o acoplamento das equações de circuitos elétricos com o método dos elementos finitos se faz através deles. Através da interação do fluxo magnético com as correntes nestas partes é que se processa a conversão eletromecânica de energia. Na implementação do acoplamento, o número de condutores de cada um destes elementos, que equivale ao número de espiras por pólo do estator, e a resistência ôhmica por elemento são adequadamente considerados. Os condutores das fases são considerados suficientemente finos para que se possa desprezar os efeitos peliculares na simulação[69-71].

A seção transversal da máquina constitui um modelo bidimensional e, para este tipo de simulação, as extremidades no sentido longitudinal devem ser adequadamente consideradas. Na figura 5.6 observamos associados em série com a parte ativa do enrolamento, uma resistência e uma indutância, cujos valores são determinados analiticamente, e que são introduzidas para representar os efeitos das cabeceiras das bobinas. Assim, torna-se possível calcular as quedas de tensão nestas partes dos enrolamentos, a potência ativa dissipada nas cabeceiras e os efeitos da indutância de cabeceira de bobina.

Uma adequada metodologia para o cálculo analítico dos parâmetros representativos das cabeceiras das bobinas é particularmente importante nas simulações dos trechos percorridos pelo rotor que resultam nos valores mínimos de indutância da fase alimentada. Nestes trechos, a indutância de cabeceira de bobina corresponde a um valor percentual elevado em relação à indutância total da fase. Imagine-se, por exemplo, a aplicação de um degrau de tensão na fase, num instante em que o eixo interpolar do rotor se alinha com o eixo do correspondente pólo do estator. O valor de pico da corrente, mostrada,

por exemplo, na figura 3.6, será praticamente dominado pelos valores da resistência e da indutância da fase.

Observamos no circuito da figura 5.6, uma resistência conectada em paralelo com cada fase. Estas resistências têm um valor elevado e foram introduzidas para facilitar a aquisição das tensões instantâneas das fases.

As chaves, T1 até T6, representam as chaves de potência do conversor das figuras 3.2 e 4.2. A simulação destas chaves de potência se faz considerando que, durante o seu intervalo de condução, ela se apresenta ao circuito como uma resistência de baixo valor, no caso, 0,1Ω. Durante o intervalo de bloqueio, ela se apresenta como uma resistência de valor elevado, no caso, 10 kΩ. Este valor também foi atribuído às resistências conectadas em paralelo com as fases.

Os diodos representados no circuito se comportam de maneira tal que, conduzem ou bloqueiam a corrente em função da polaridade da diferença de potencial entre os seus terminais. Na condução ou bloqueio, eles se apresentam como resistências com os mesmos valores atribuídos aos correspondentes estados das chaves de potência. Uma evolução recente deste tipo de simulação refere-se à disponibilização deste tipo de dispositivo sensível à polaridade da tensão. Quando iniciamos este trabalho, este recurso ainda não estava disponível, e os diodos também eram representados por chaves. Era então necessário intuir o tempo de condução dos diodos, avaliando os resultados obtidos para verificar a correção do tempo de condução estipulado. Por exemplo, usando como referência a figura 3.6, verificamos que, após o início da condução do diodo, ele bloqueia a corrente quando ela atinge o valor nulo. Para este caso citado, se o tempo de condução estipulado não for correto, a corrente resultante na simulação pode se tornar negativa, o que nunca acontece na operação deste equipamento, ou ainda, diminuir normalmente e em seguida voltar a aumentar.

Os demais elementos representados no circuito da figura 5.6 correspondem aos capacitores conectados ao barramento, à resistência de carga para simulações do funcionamento como gerador e à fonte de corrente contínua com uma chave em série.

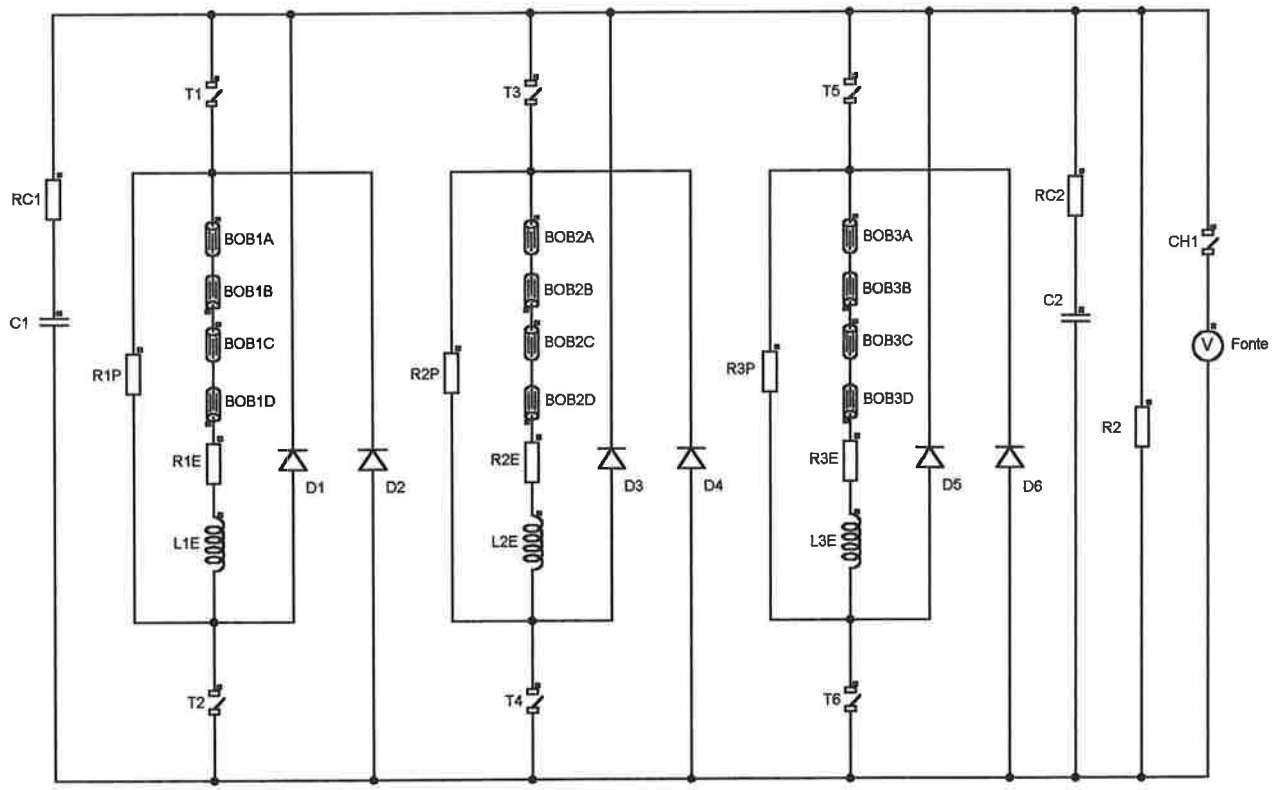


Fig. 5.6 - Modelo do circuito usado para o acoplamento

A explanação que se segue descreve o procedimento básico para a simulação da operação como gerador ou como motor, no modo de pulso único. Para lançar a simulação usando este tipo de técnica é necessário introduzir os intervalos de tempo de condução e de bloqueio das chaves de potência, em função da velocidade do rotor a ser considerada e do ângulo de condução destas chaves. A figura 5.7 mostra os perfis de funcionamento das chaves de potência representadas no modelo do circuito. O período destas formas de

onda, corresponde ao intervalo de tempo em que o rotor percorre um ângulo equivalente ao seu passo polar.

O perfil do estado operacional ilustrado na figura, representa o caso em que o ângulo de condução das chaves corresponde a 30° de deslocamento dó rotor. Podemos observar que, no deslocamento de um passo polar do rotor, a primeira fase a conduzir é a de número 1, seguida pela de número 2 e, finalmente, a de número 3.

Este perfil operacional é utilizado tanto para a operação como gerador, como para a operação como motor. As fases 1, 2 e 3, na seção transversal da máquina considerada nas nossas simulações, são encontradas no sentido anti-horário do desenho. Isto significa dizer que as simulações foram feitas considerando que o sentido de rotação do rotor é o horário.

Ao iniciar a simulação, é necessário sincronizar a posição angular do rotor, que gira com velocidade constante, com o início da condução das chaves associadas à primeira fase. Para isto, basta verificar o valor de θ_i no caso considerado, conforme a figura 4.1 ou 4.5, e lançá-lo no programa. Automaticamente, no restante da simulação as fases se manterão adequadamente sincronizadas com o rotor.

As equações do problema eletromagnético, ao lançar a simulação, são automaticamente acopladas com as equações de circuitos, que resulta num sistema de equações que é resolvido levando-se em consideração as não-linearidades através do método de Newton-Raphson e usando a técnica de passo a passo no tempo. O passo de tempo deve ser suficientemente pequeno para assegurar a obtenção de uma precisão adequada da solução e a sua escolha é um dos pontos críticos deste processo. Estes aspectos serão abordados adequadamente no próximo capítulo.

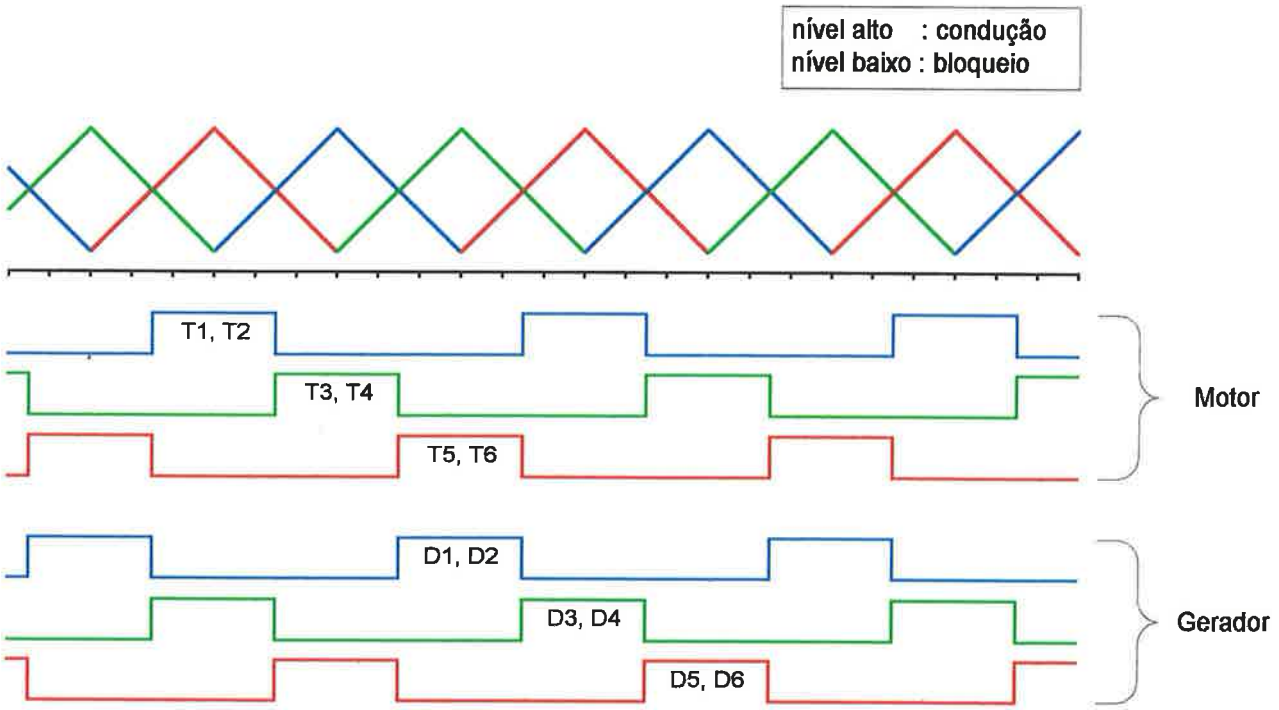


Fig. 5.7 – Estados operacionais das chaves de potência

6. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

6.1 Resultados das simulações magnetostáticas

A partir deste ponto do trabalho, passaremos a apresentar os resultados obtidos com as simulações, destacando os seus principais aspectos para, em seguida, no próximo capítulo, conduzirmos uma discussão geral confrontando estes resultados com os resultados experimentais obtidos.

Conforme ressaltado anteriormente, as simulações magnetostáticas no contexto do projeto, se destinam a uma primeira abordagem do refinamento do dimensionamento da máquina obtido através de métodos analíticos convencionais.

Utilizamos este método, através do programa FLUX2D[69], para principalmente obtermos as curvas de torque estático, indutância e fluxo concatenado em função da posição angular do rotor e da corrente, assumindo três hipóteses principais:

a) os diversos parâmetros envolvidos no estudo são invariantes em qualquer seção transversal do motor, ou seja, o modelo bidimensional, é suficientemente representativo;

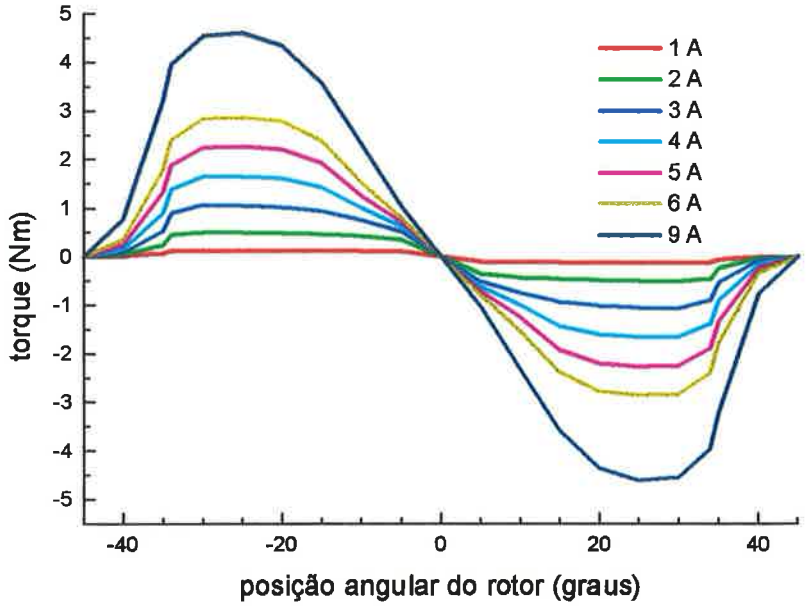
b) os materiais ferromagnéticos são isotrópicos e suas propriedades magnéticas são adequadamente representadas pelas suas curvas normais de magnetização; e

c) o campo magnético fica confinado no interior do motor. Sendo assim, ao diâmetro externo do estator é atribuído o valor nulo, para o vetor potencial magnético.

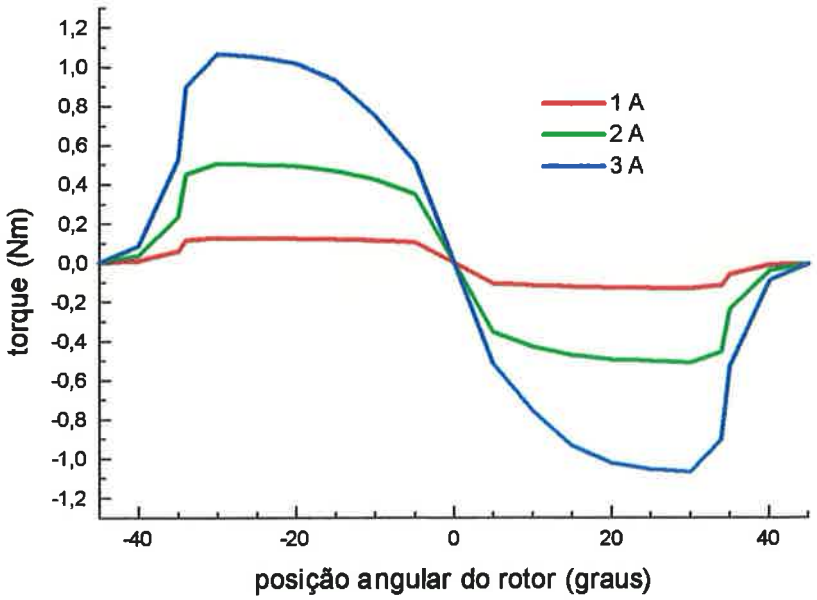
6.1.1 Determinação das características de torque estático

Inicialmente, apresentamos os resultados dos cálculos das curvas características de torque estático. A figura 6.1 apresenta as curvas

características de torque estático, cujos pontos foram calculados para as correntes de 1 a 6 A, em intervalos de 1 A e para a corrente de 9 A. A figura 6.1(a) apresenta todas as curvas e a figura 6.1(b) apresenta apenas as três primeiras curvas e foi inserida para uma melhor visualização destes valores.



(a)



(b)

Figura 6.1 - Características de torque estático obtidas com o FLUX2D

Para maior clareza da exposição, convém definirmos claramente o conceito de torque estático. Acarnley[73] define o torque estático como o torque desenvolvido pelo motor em cada posição angular, para um valor fixo de corrente. Desta forma, ao travarmos o rotor com um transdutor de torque em várias posições angulares diferentes e, em cada posição, injetarmos valores determinados de corrente, obteremos um conjunto de curvas de torque estático em função da posição angular, uma para cada valor definido de corrente. Quanto maior o valor da corrente numa mesma posição, maior será o torque.

A posição angular correspondente a 0º representa a posição de equilíbrio estável do rotor em relação à fase 1. Ou seja, injetando-se um valor determinado de corrente contínua nesta fase, caso um par de pólos do rotor já não esteja nesta posição, ele se deslocará até que seu eixo se alinhe com o eixo dos pólos da fase energizada. Nesta posição o torque é nulo e a indutância e o fluxo são máximos. Nas figuras 5.4 (a) e 5.5 (a), podemos observar as distribuições de indução e de fluxo razoavelmente uniformes e altas em toda a coroa do estator e nos pólos alinhados do rotor e do estator.

Devido ao fato de o rotor ter quatro pólos, um período completo da forma de onda do torque estático tem 90º. A posição correspondente a 45º é a em que ocorre o alinhamento do eixo interpolar do rotor com o eixo da fase que se encontra energizada, definindo-se aí uma posição de equilíbrio instável. Nesta posição, o torque é nulo e teoricamente o rotor fica parado nesta situação; qualquer desequilíbrio angular, em qualquer sentido, leva os pólos do rotor que ficarem mais próximos dos pólos do estator a ocuparem uma posição de equilíbrio estável. Nas figuras 5.4 (b) e 5.5 (b), podemos observar a ocorrência de valores bem menores das distribuições de indução e de fluxo, decorrentes do grande entreferro existente na direção do eixo interpolar do rotor.

Nas figuras 5.4 (c) e (d) e 5.5 (c) e (d), podemos observar a grande concentração de linhas de fluxo, os intensos valores de indução magnética nas bordas sobrepostas dos pólos do estator e do rotor e a ocorrência de valores mais moderados de indução e distribuições mais uniformes de fluxo nas demais partes da seção transversal. Em torno destas posições, a máquina desenvolve os seus maiores valores de torque e ocorre a máxima variação de indutância.

Dawson et al[68] determinaram diversas curvas de torque estático usando o método dos elementos finitos, assumindo, para os materiais ferromagnéticos constituintes do motor, as curvas normais de magnetização de quatro materiais diferentes. Neste estudo, concluíram que quanto maior é a permeabilidade relativa dos materiais utilizados, maior a amplitude do torque estático e maior o intervalo angular em que o torque se mantém em seus máximos valores, confirmando também a idéia da conveniência da utilização de materiais ferromagnéticos com a maior permeabilidade possível.

Nos gráficos da figura 6.1, podemos observar um efeito de arredondamento das formas de onda do torque estático fazendo com que eles não se apresentem da maneira idealizada mostrada na figura 3.4. As posições -34º e 34º correspondem, respectivamente, ao início e ao fim da superposição dos pólos do rotor e do estator. Comparando estas formas mostradas nas figuras 3.4 e 6.1, notamos que o torque é diferente de zero, nas posições anteriores ao início da superposição e posteriores ao final da superposição dos pólos, devido ao espraiamento de fluxo que ocorre nestas condições. Podemos observar que, em torno da posição de equilíbrio estável, as formas de onda ficam mais arredondadas devido ao fato da saturação ser mais intensa nestas posições. Este é um aspecto fundamental que diferencia este tipo de máquina do motor de passo de relutância variável. No motor de passo, o objetivo do projeto é obter uma configuração que faça com que estas curvas de torque

estático sejam as mais próximas possíveis das forma idealizada da figura 3.4, de forma a minimizar o erro de posição. Por outro lado, os geradores e motores de relutância chaveados devem operar com a máxima saturação possível para otimizar a sua eficiência[03].

Conforme podemos observar nos gráficos acima, e por razões geométricas, a forma de onda do torque estático tem um período de 90º; as posições de equilíbrio estável e instável do rotor, com relação à fase 1 e de acordo com as convenções adotadas, são dadas, respectivamente, por:

equilíbrio estável = $x\frac{\pi}{2}$ e

equilíbrio instável = $y\frac{\pi}{4}$,

onde x é um número inteiro qualquer, e y é um número inteiro ímpar. As posições de equilíbrio estável e instável das fases 2 e 3 são deslocadas das da fase 1 por ±30º.

Podemos observar também, pelos referidos gráficos, que as formas de onda do torque estático tendem a ficar mais semelhantes à forma idealizada mostrada na figura 3.4 na medida em que são reduzidos os valores da corrente.

A partir dos resultados obtidos por este método e levando-se em consideração as posições de equilíbrio estável e instável relativas às fases da máquina comentadas anteriormente, construímos o gráfico da figura 6.2, com a finalidade de ilustrar o funcionamento como motor e as influências do posicionamento dos sensores de posição e do ângulo de condução, de uma maneira similar à apresentada na referência[74] para um motor com ímãs permanentes sem escovas. Uma abordagem semelhante pode ser feita também para ilustrar o funcionamento como gerador. Através deste método, podemos obter uma primeira visualização do comportamento dinâmico do equipamento, estimando o torque médio e a ondulação de torque, admitindo-se

que seja possível impor formas de onda retangulares de corrente que produzam as formas de onda de torque consideradas.

Neste gráfico, podemos ver uma sucessão de semi-ciclos positivos do torque estático em função da posição angular, relativos às três fases do motor, na medida em que o rotor gira num determinado sentido com velocidade angular ω. Para esta explanação, vamos supor que é possível a imposição de formas de onda retangulares de corrente, com um ângulo de condução igual a 30º, que é o valor mínimo para um motor com estas características. Os números colocados sobre os semi-ciclos de torque representam as fases do motor.

Vamos supor que o rotor se encontre girando, num sentido angular crescente, ocupando posições angulares correspondentes ao primeiro semi-ciclo que aparece no gráfico. Nestas condições, a fase 1 conduz até que o rotor atinja a posição correspondente à intersecção do semi-ciclo da fase 1 com o da fase 2, onde, comandada pelo sensor de posição, a fase 1 é cortada e a 2 é energizada, e o motor passa a desenvolver o torque descrito pelo segundo semi-ciclo. Quando o rotor atinge a intersecção do segundo semiciclo com o terceiro, a fase 2 é cortada e a 3 é energizada até a intersecção do terceiro semi-ciclo com o quarto e assim sucessivamente.

Nestas condições, o torque em função do tempo será descrito pela envoltória, que podemos colocar sobre os semi-ciclos. Pode-se observar, desta maneira, como se processa o mecanismo de ondulação do torque que ocorre neste tipo de máquina operando como motor ou gerador.

Pode-se observar que, nas condições estabelecidas, o posicionamento dos sensores de posição, representado pelas linhas tracejadas no gráfico, é o que resulta em menor pulsação de torque. O deslocamento do sensor em qualquer sentido conduzirá a um aumento da amplitude da ondulação.

Stephenson[45] destaca que esta ondulação de torque não constitui o principal problema, e sim a sua possível conseqüência, a ondulação de velocidade, que pode ocorrer em função das características mecânicas da carga acionada. No nosso caso, a freqüência desta pulsação é 12 vezes maior que a freqüência de rotação. Os problemas maiores, segundo o mesmo autor, ocorrem em baixas velocidades. Para contorná-los, existem duas possibilidades, que são: a modulação da corrente em função da posição do rotor e cuidados no projeto magnético para atenuar os efeitos da saturação sobre as formas de onda do torque estático, lembrando-se do compromisso de operar com a máxima saturação possível para otimizar a eficiência.

Uma outra alternativa disponível, para atenuar a ondulação de torque e suas conseqüências, é o aumento do ângulo de condução. Podemos notar, pelo gráfico abaixo, que, aumentando o ângulo de condução, nas condições indicadas de posicionamento dos sensores de posição, existirão intervalos de tempo em que duas fases estarão conduzindo simultaneamente e produzindo torque no sentido adequado. Existe ainda uma outra alternativa a ser considerada que consiste na construção de uma máquina com um maior número de pólos no rotor e no estator.

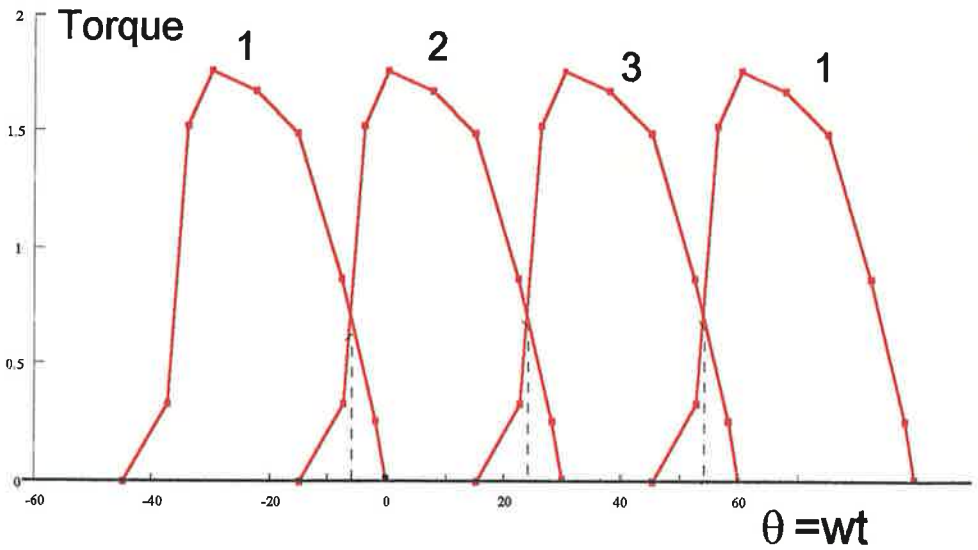


Fig. 6.2 - Torque em função do tempo

6.1.2 Cálculo da indutância e do fluxo concatenado

As próximas figuras 6.3, 6.4 e 6.5 apresentam os dados relativos às indutâncias e fluxos concatenados calculados usando a simulação magnetostática. Para conduzir estes cálculos, assumimos, em primeiro lugar, que o comportamento da máquina é simétrico em torno da posição de equilíbrio do rotor em relação à qualquer uma das fases. No caso destas figuras, os cálculos referem-se às grandezas associadas à fase 1 e foram feitos em intervalos de 5 graus da posição angular do rotor, desde a posição de alinhamento do eixo interpolar do rotor com o respectivo eixo do pólo do estator, até a posição de equilíbrio estável do rotor.

A figura 6.3 apresenta a indutância própria da fase 1 em função da posição angular do rotor, para vários valores de corrente contínua imposta à fase.

A figura 6.4 apresenta o fluxo concatenado com a fase 1 em função da sua corrente, para os diversos valores fixos da posição angular do rotor. A figura 6.5 mostra o fluxo concatenado com a fase 1 em função da posição angular do rotor, para os diversos valores constantes de corrente contínua.

Na figura 6.3 observamos a forte dependência da indutância em relação à posição angular do rotor e em relação à corrente. De maneira semelhante ao que ocorre com o torque estático, observamos que na medida em que os meios ferromagnéticos se tornam mais saturados, a forma do gráfico da indutância se afasta da forma idealizada pela figura 3.3.

É interessante também notar que os valores mínimos das indutâncias, calculados para todos os valores de corrente, são iguais a 12,9 mH e constituem mais um indicativo da predominância do entreferro no circuito ferromagnético, quando o rotor se encontra na posição de equilíbrio instável.

Um outro aspecto importante do motor de relutância é a relação entre os valores máximo e mínimo das indutâncias, que deve ser maximizada para aumentar a relação torque/ampère. A tabela 6.1 mostra, para os vários valores de corrente, as relações entre as indutâncias citadas. Nela, podemos observar também o efeito pronunciado da saturação sobre os valores da máxima indutância.

Tabela 6.1 – Relações entre os valores máximo e mínimo das indutâncias

I (A)	1	2	3	4	5	6	9
Lmax/Lmin	11,8	10,4	7,9	6,3	5,3	4,5	3,2

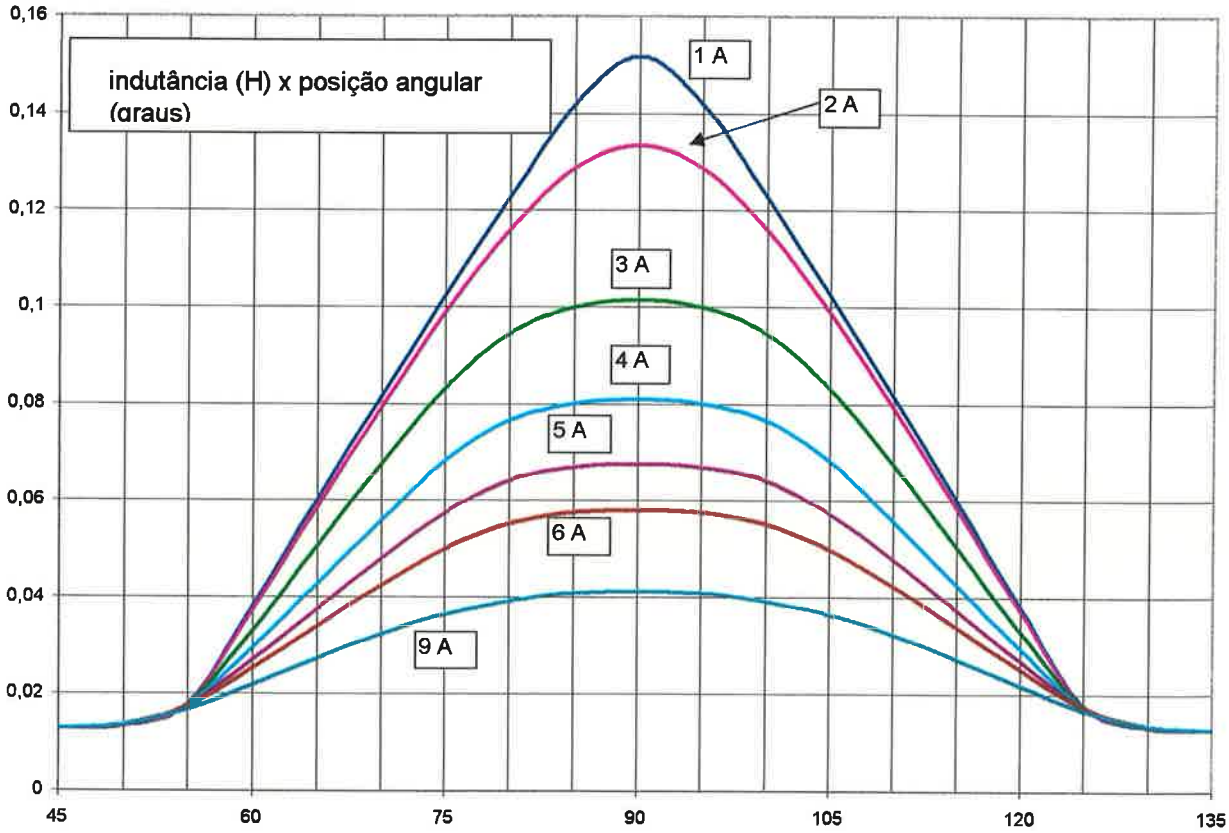


Fig. 6.3 – Indutância versus posição angular do rotor

O gráfico da figura 6.4 mostra as curvas de fluxo concatenado com a fase 1 versus a corrente para várias posições angulares do rotor. Nele podemos observar que nas posições ocupadas pelo rotor em que não há nenhuma superposição entre os pólos do rotor e os pólos do estator da fase que se encontra energizada, o circuito ferromagnético apresenta um comportamento praticamente linear e independente do valor da corrente; todavia, na medida em que o rotor se desloca para a posição de alinhamento total, o circuito vai perdendo esta característica de linearidade, mostrando fortes efeitos da saturação a partir de um certo valor de corrente.

O levantamento deste conjunto de curvas constitui uma importante etapa do projeto deste tipo de máquina, tanto para a operação como motor, como para a operação como gerador. Este tipo de abordagem com o método dos elementos finitos possibilita este levantamento e, com isto, pode-se estudar entre os possíveis dimensionamentos obtidos com os métodos analíticos convencionais, aqueles que melhor atendem aos critérios determinados por estas curvas[30].

Segundo Miller[03, 56-58], as duas curvas mais importantes destes conjuntos são as das extremidades, ou seja, a curva de magnetização obtida com o eixo interpolar do rotor alinhado com o eixo do pólo do estator da fase em questão, e a curva de magnetização obtida com o rotor completamente alinhado com os respectivos pólos do estator. Conforme vimos na figura 3.10, estas duas curvas e mais uma reta vertical que passa pelo valor máximo da corrente da fase prevista para o equipamento delimitam uma área proporcional à energia que pode ser convertida em cada ciclo operacional da fase.

Miller[03, 56-58] destaca a possibilidade de utilização deste tipo de gráfico para o cálculo do torque médio que pode ser desenvolvido pela máquina. Conforme mostramos na figura 3.10, a área *oabo* daquela figura é representativa da parcela da energia suprida pela fonte, que é convertida em

energia mecânica por ciclo para cada fase, ou, equivalentemente, a parcela de energia mecânica convertida em energia elétrica para o mesmo intervalo de tempo.

Assim, para o caso do nosso protótipo, usamos a equação (15) para o cálculo do torque médio, com diversos valores de corrente e apresentamos estes resultados na tabela 6.2. Dispondo destes valores e a faixa de velocidade de operação, podemos determinar a potência máxima teórica disponível para a conversão. Note-se que, neste caso, estamos admitindo ser possível impor formas de onda retangulares idealizadas de corrente. Desta forma, os valores de torque médio foram calculados para dois valores de ângulo de condução: 30° e 45°. Estes dados da tabela 6.2 também estão apresentados na forma de gráficos na figura 6.5. A equação escrita na área do gráfico foi obtida através de um programa de ajuste de curvas para representar o torque médio obtido para $\theta_c = 30°$.

Tabela 6.2 - Cálculo do torque médio

Corrente (A)	Torque médio (Nm) $\theta_c = 30°$	Torque médio (Nm) $\theta_c = 45°$
0	0	0
1	0,086	0,13
2	0,34	0,50
3	0,70	0,99
4	1,11	1,50
5	1,54	2,02
6	1,96	2,54
7	2,39	3,05
8	2,80	3,56
9	3,21	4,05

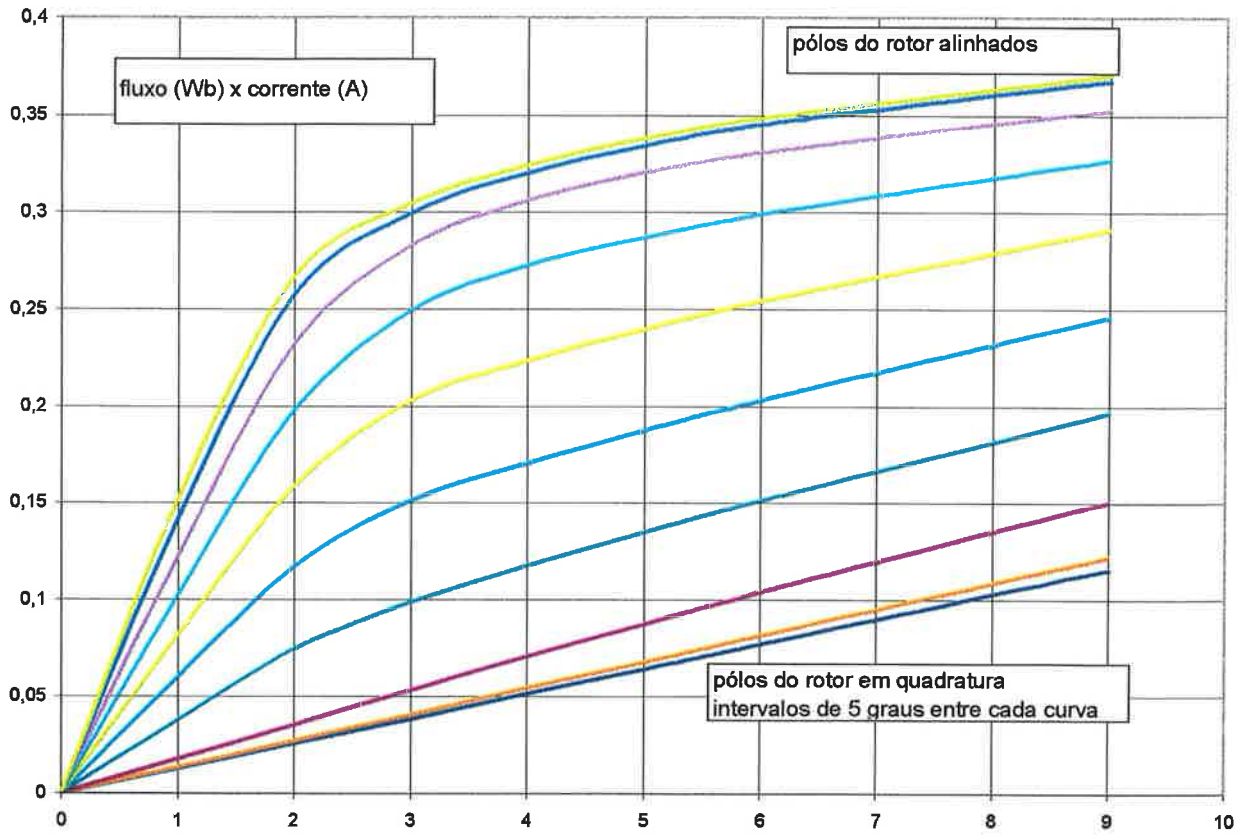


Figura 6.4 – Fluxo concatenado versus corrente

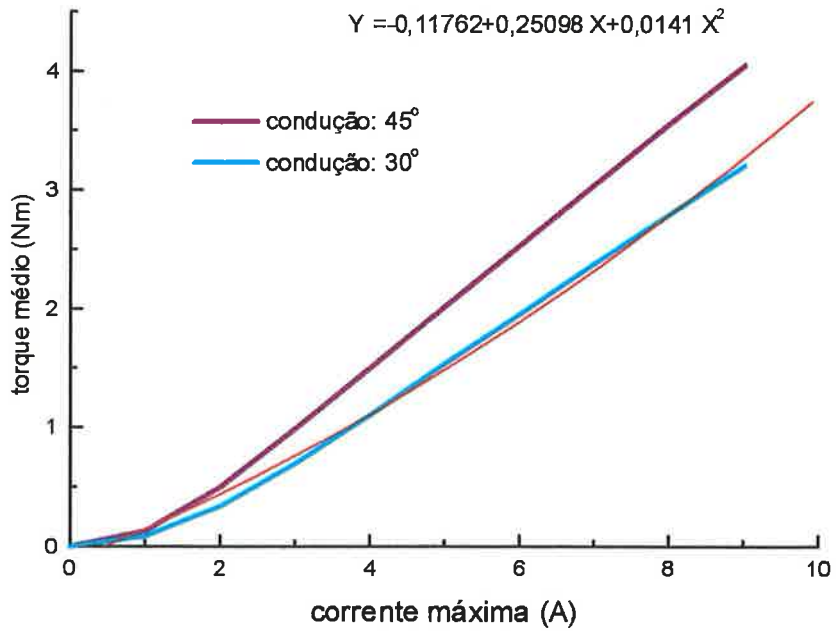


Fig. 6.5 – Torque médio versus corrente máxima

A figura 6.6 apresenta as curvas de fluxo concatenado versus a posição angular do rotor, para vários valores de corrente. Miller[03, 56-58] destaca a linearidade que pode ser observada na região central desta família de curvas, aproximadamente, numa faixa correspondente ao menor ângulo entre os arcos polares do rotor e do estator e que se inicia a partir da superposição dos pólos. Ressaltamos que tanto na operação como gerador, como motor, a corrente circula nas fases enquanto o rotor percorre partes substanciais deste trecho destacado. Segundo o autor, a taxa de variação do fluxo concatenado com a posição é semelhante à constante de força contra-eletromotriz, ou constante de armadura de uma máquina CC ou de uma máquina CC sem escovas. Ao multiplicar esta constante pela velocidade angular ω , obtém-se a f.c.e.m. Sendo k_a esta constante, obtemos:

$$k_a = \frac{d\Psi}{d\theta} \quad \left[\frac{Vs}{rad}\right] \tag{31}$$

$$e = \omega\frac{d\Psi}{d\theta} = k_a\omega \quad [V] \tag{32}$$

Segundo o mesmo autor, esta constante se mantém praticamente invariável numa faixa significativa das posições angulares do rotor e, nesta faixa, seu valor varia pouco com a corrente, dentro dos valores típicos de corrente esperados durante a operação. A corrente afeta esta constante de uma forma similar à que ocorre com a reação de armadura nas máquinas CC.

Com a finalidade de obtermos estimativas para esta constante e para a f.c.e.m., vamos admitir que o material ferromagnético seja idealmente saturável, ou seja, ele atinge o valor de indução de saturação, B_{sat} com um valor ínfimo de intensidade de campo magnético. Assim, o fluxo concatenado com a fase, com os pólos parcialmente superpostos, é dado por:

$$\Psi = Nr_2LB_{sat}\beta \quad [Vs] \tag{33}$$

onde, β é o ângulo de superposição dos pólos, N é o número de espiras em série por fase, L é o comprimento axial do pacote ferromagnético afetado pelo fator de empilhamento. A constante k_a , considerando que o ângulo de superposição varia linearmente, pode ser obtida da seguinte forma:

$$k_a = \frac{d\Psi}{d\theta} = Nr_2LB_{sat} \qquad \left[\frac{Vs}{rad}\right] \tag{34}$$

O autor sugere o uso do valor de B_{sat} = 1,5 T para o cálculo desta constante. De forma semelhante ao motor CC esta constante de f.c.e.m. é igual à constante de torque, de forma que, também podemos estimar o torque desenvolvido, da seguinte maneira:

$$T = k_a i = B_{sat} r_2 LNi \qquad [Nm] \tag{35}$$

Assim, apresentamos a tabela 6.3 que contém os valores de k_a calculados a partir do gráfico da figura 6.6 e também calculados com a equação (34). A f.c.e.m. apresentada, foi calculada com a equação acima e considerando que a velocidade do rotor é de 1400 rpm.

Tabela 6.3 - Cálculo de k_a e da f.c.e.m.

Corrente (A)	k_a (Vs/rad) ou (Nm/A) calculada a partir da fig. 6.6	k_a (Vs/rad) ou (Nm/A) calculada com a equação (34)	f.c.e.m. (V) calculada a partir da fig.6.6
1	0,24	0,53	35,2
2	0,45	0,53	66,0
3	0,53	0,53	77,7
4	0,54	0,53	79,2
5	0,53	0,53	77,7
6	0,52	0,53	76,2
9	0,46	0,53	67,4

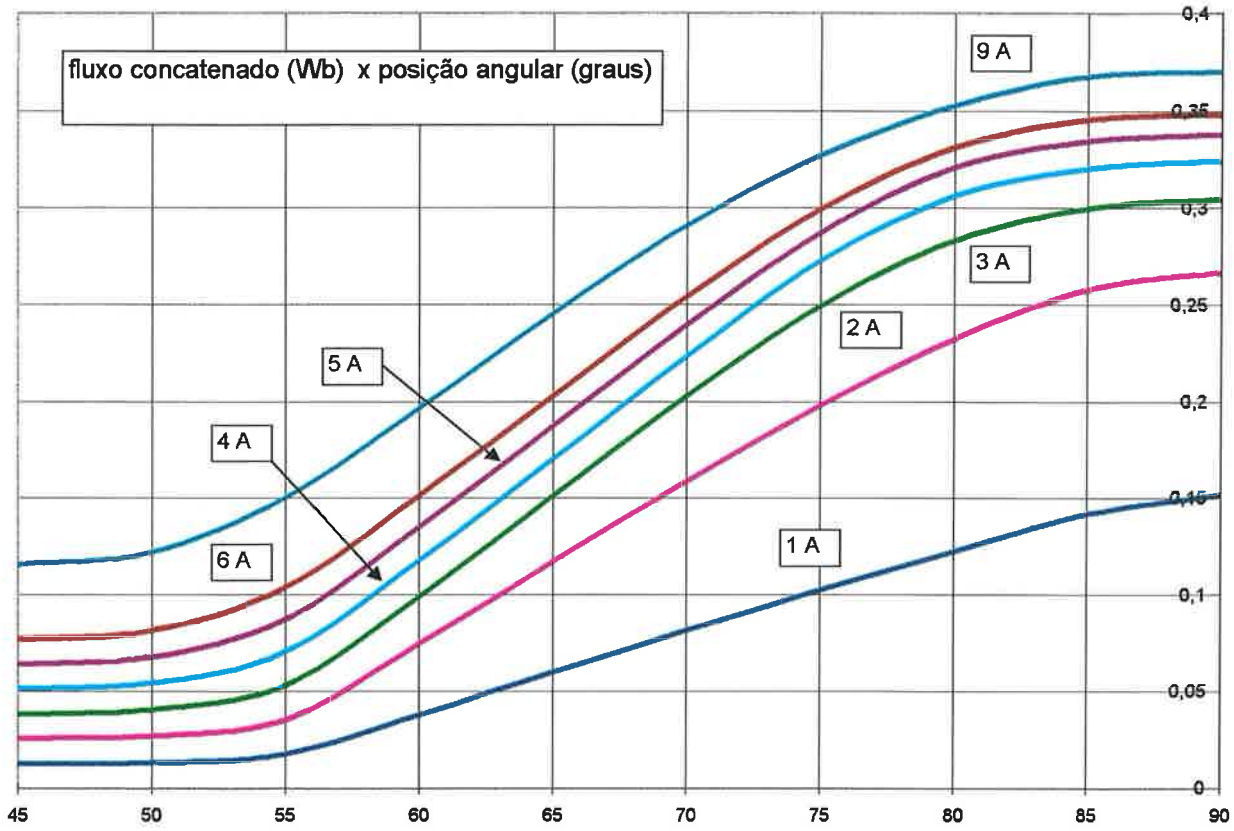


Figura 6.6 – Fluxo concatenado versus posição angular do rotor

Os resultados da tabela 6.3 e da figura 6.6 estão coerentes com as formas típicas dos gráficos de permeabilidade magnética do material ferromagnético do núcleo em função da indução magnética. Com valores baixos de de corrente, a f.m.m. produzida não é suficiente para magnetizar o núcleo em seus valores mais elevados de permeabilidade. Com os valores mais elevados de corrente, há uma tendência de saturar o núcleo de uma forma generalizada, com os consequentes valores mais baixos de permeabilidade. Os valores intermediários de corrente produzem valores de indução de forma a colocar o material ferromagnético em seus máximos valores de permeabilidade. Por estas razões os valores da constante k_a diminui com os valores mais baixos e mais altos de corrente.

Estas são características básicas dos geradores e dos motores de relutância chaveados que podem ser abordados através destas simulações

magnetostáticas e que devem ser adequadamente consideradas no projeto dos parâmetros de controle. Através desta metodologia, obtemos um primeiro refinamento das possíveis soluções de projeto obtidas pelos métodos analíticos convencionais. Pudemos verificar, em linhas gerais, os mecanismos de funcionamento dos fenômenos descritos e realçar o grande potencial de utilização que o método dos elementos finitos possui para o aprimoramento do projeto destes tipos de acionamentos. O passo seguinte do refinamento de projeto, desenvolvido a seguir, consiste nas simulações da operação dinâmica do equipamento.

6.2 Simulação do funcionamento como motor

6.2.1 Introdução

A partir deste ponto do trabalho, apresentamos os resultados obtidos com as simulações do funcionamento dinâmico do equipamento. Neste item, abordaremos os resultados do funcionamento como motor e, no seguinte, do funcionamento como gerador.

Destacamos, inicialmente, alguns aspectos comuns para a condução das simulações nestes dois modos operacionais. Assumimos que a velocidade do rotor é constante e que, na operação como motor ela é o resultado do equilíbrio entre o conjugado desenvolvido pelo motor e o conjugado resistente da carga, tendo em vista os ajustes dos parâmetros de controle: ângulo de condução, ângulo de início de condução e tensão do barramento CC. No caso do gerador, assumimos que a potência do acionador mecânico é suficiente para manter a velocidade constante, independentemente do valor da carga.

O ângulo de condução das chaves de potência é fixo e o início da condução destas chaves é adequadamente sincronizado com a posição angular do rotor. Esta sincronização é garantida através da introdução das condições iniciais da simulação, da maneira ilustrada na figura 5.7.

6.2.2 Simulação da operação no modo de pulso único

A configuração do modelo de circuito adotado para estas simulações é a apresentada na figura 5.6, adotando um valor de 10 kΩ para o resistor R_2 que representa a resistência de carga nas simulações como gerador. Desta forma, assumimos que ele não interfere nos resultados.

A tensão da fonte CC é ajustada no valor requerido pela simulação e assumimos que ela tem potência suficientemente alta para manter este valor no barramento CC independentemente do valor da corrente. A chave

conectada em série com esta fonte é mantida fechada durante todo o tempo da simulação.

O valor da tensão da fonte CC é também atribuído como condições iniciais dos capacitores, de forma a não provocar transitórios desnecessários nestas simulações.

O valor do passo de tempo foi escolhido de forma a termos 40 passos para cada intervalo de tempo correspondente ao deslocamento de 30° do rotor ou, equivalentemente, correspondente ao tempo de condução das chaves de potência por ciclo.

Nestas condições, verificamos que a simulação converge rapidamente para os seus valores de regime e bastam poucos ciclos de simulação para a obtenção dos resultados. Praticamente, a partir do segundo ciclo de simulação, os resultados obtidos são satisfatórios.

As figuras 6.7 até 6.14 mostram os resultados da simulação neste modo operacional de pulso único, com os seguintes valores atribuídos aos parâmetros indicados:

tensão no barramento CC = 110 V

ângulo de início de condução = 47° antes do alinhamento dos pólos

ângulo de condução = 30°

velocidade = -1550 rpm

O sinal negativo da velocidade indica que o rotor gira no sentido horário da seção transversal apresentada na figura 3.14.

Os resultados das simulações oferecem diversas informações para o refinamento do projeto da máquina, para a escolha dos dispositivos de potência do conversor associado e para o estudo das influências dos parâmetros de controle. Passaremos então a comentar estes diversos aspectos.

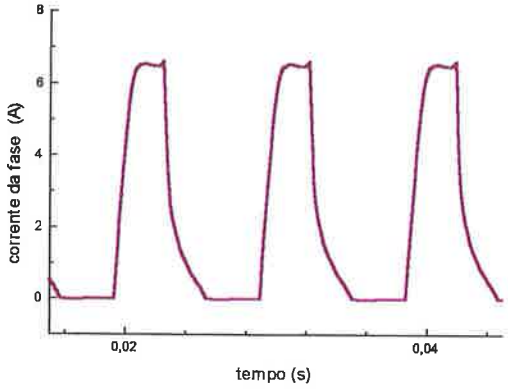


Fig. 6.7 – Corrente da fase 1

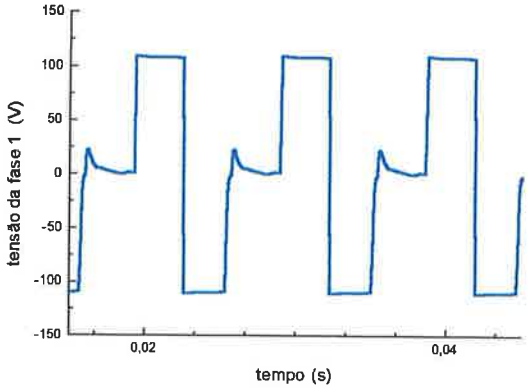


Fig. 6.8 – Tensão da fase 1

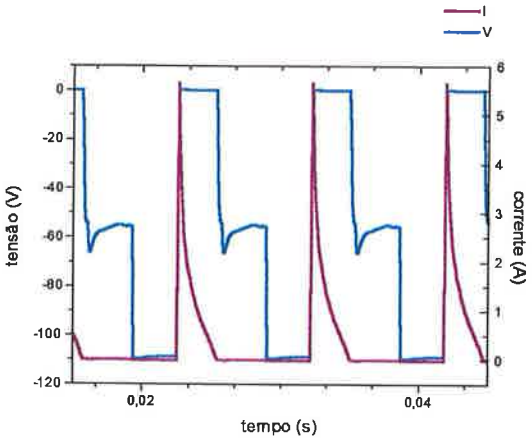


Fig. 6.9 – Tensão e corrente do diodo D1

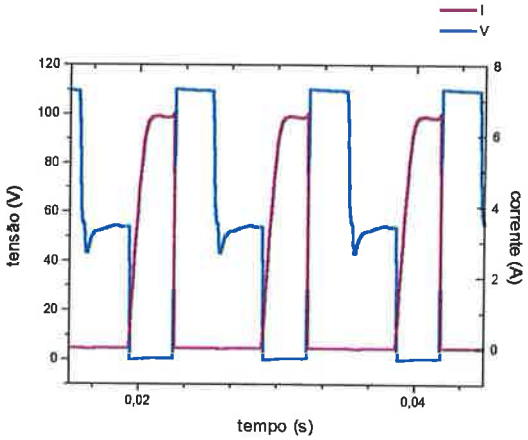


Fig. 6.10 – Tensão e corrente da chave T1

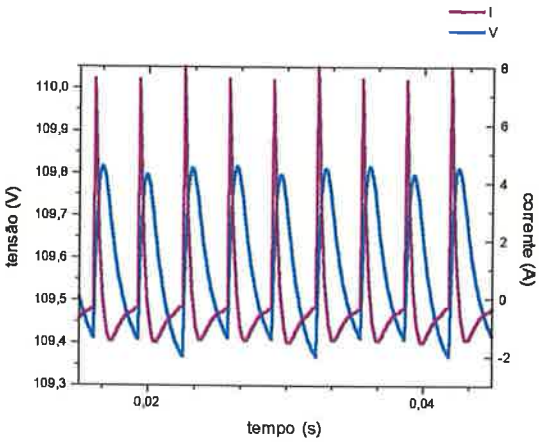


Fig. 6.11 – Tensão e corrente do capacitor C2

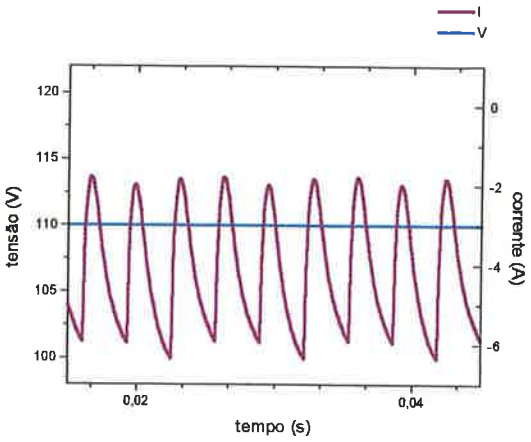


Fig. 6.12 – Tensão e corrente da fonte

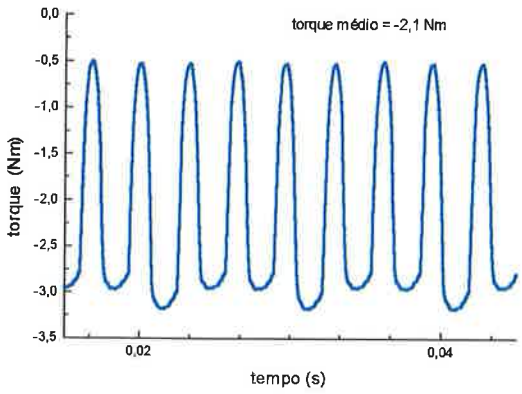


Fig. 6.13 - Torque

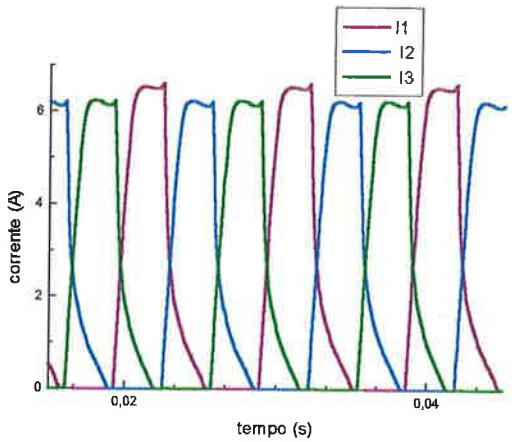


Fig. 6.14 – Correntes das fases

A figura 6.7 apresenta a forma de onda da corrente na fase 1 e a figura 6.8 mostra a forma de onda da tensão na mesma fase. Estas formas são similares às das demais fases e também às da figura 3.6. A tensão na fase é positiva durante o intervalo de condução das chaves de potência. No início deste intervalo, observamos uma rápida subida da corrente, praticamente regida pelos parâmetros R e L da fase em questão. Note-se que neste início, a indutância da fase encontra-se em seu valor mínimo. O aumento da corrente ocorre até o início da superposição dos pólos do rotor e do estator e, a partir deste instante, a corrente se mantém num patamar praticamente constante, indicando que, para este caso, há um equilíbrio entre a f.c.e.m. e a tensão do barramento CC. A polaridade desta f.c.e.m. é tal que ela se opõe à tensão do barramento. Ao final da condução das chaves de potência, a corrente passa a circular pelos diodos, conforme indicado na figura 3.5(c), até se anular. Observamos nestas figuras que os tempos de condução das chaves de potência e dos diodos são praticamente iguais.

Na figura 6.8, podemos também observar, durante o intervalo de tempo em que a corrente na fase é nula, valores de tensão diferentes de zero, indicando um certo acoplamento mútuo entre fases. Conforme ressaltado anteriormente, idealmente este acoplamento deve ser nulo neste tipo de

máquina e, podemos usar os recursos destas simulações para estudar modificações das coroas do rotor e do estator para atenuar estes efeitos.

Estas formas de onda apresentadas também podem ser utilizadas para a verificação do dimensionamento dos condutores das fases, dos pontos de vista de perdas joule, corrente admissível, considerando-se a bitola do condutor escolhida, e das tensões suportáveis pelo isolamento.

A figura 6.9 apresenta a tensão e a corrente no diodo D1 e a figura 6.10 apresenta as mesmas grandezas da chave T1. As formas de onda dos demais diodos e chaves são similares às formas mostradas. Podemos observar que, durante a condução destes dispositivos, a tensão se anula e, durante os intervalos de bloqueio eles são submetidos à plena tensão do barramento CC.

Nos intervalos de tempo em que a corrente na fase se anula, cada dispositivo de potência fica submetido à metade da tensão do barramento, devido ao fato de, observando a figura 5.6 do nosso modelo de circuito, estes dispositivos terem sido modelados como resistências elevadas durante o seu bloqueio. Observamos que, durante este intervalo, T1 fica em série com D2 e T2 fica em série com D1. Este resultado deste intervalo de tempo, não necessariamente condiz com a realidade, pois precisaríamos ter modelos das chaves e dos diodos um pouco mais bem elaborados mas, enfim, sabemos que estes dispositivos estarão submetidos a um valor de tensão intermediário, menor do que a tensão do barramento.

Os resultados das figuras 6.9 e 6.10 são importantes porque, com elas podemos dimensionar os dispositivos do ponto de vista das freqüências, das tensões, das correntes e potências e fazer estimativas das derivadas destas grandezas em relação ao tempo a que estes dispositivos são submetidos.

A figura 6.11 mostra as formas de onda da tensão e da corrente do capacitor C2, de 5170 μF. Estas curvas fornecem os dados necessários para a escolha dos capacitores. A. Radun e T. Lipo, em comunicação pessoal,

informaram que esta escolha baseia-se na disponibilidade de espaço, custo, a capacitância do banco deve ser a maior possível e também deve-se verificar se os capacitores suportam a corrente eficaz e a tensão a que estão submetidos. Os resistores, com resistência igual a 0,01Ω, conectados em série com os capacitores no modelo de circuito da figura 5.6 foram inseridos para assegurar a convergência das simulações. A falta destes resistores provoca aumentos descontrolados da tensão obtida na simulação.

A figura 6.12 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente fornecidas pela fonte. No nosso modelo de circuito, esta fonte é inserida como uma fonte ideal de tensão e esta figura ilustra os dados necessários para a sua especificação. Nestas duas últimas figuras, podemos observar também que as freqüências das correntes dos capacitores e da fonte e da tensão dos capacitores são o triplo da freqüência da corrente e da tensão da fase, pois, a máquina tem três fases e cada fase contribui com um pulso de torque para o rotor se deslocar de 90°.

Esta simulação oferece também a forma de onda do torque em função do tempo, mostrada na figura 6.13. Pelas mesmas razões apontadas no parágrafo anterior, a freqüência das suas ondulações é o triplo da freqüência da corrente e da tensão das fases. Nesta figura indicamos também o torque médio calculado para estas condições operacionais. Estes dados ilustram a utilidade desta simulação para o refinamento do projeto, visando a atenuação da ondulação do torque e a maximização do torque médio desenvolvido.

A figura 6.14 mostra a sucessão das formas de onda das correntes das fases em função do tempo. Esta figura ilustra a idéia da possibilidade de diminuir as ondulações de torque aumentando o ângulo de condução. Observamos que, se aumentarmos este ângulo, os vales que aparecem na envoltória destas formas de onda têm a tendência de atenuação.

6.2.2.1 Influência do ângulo de início de condução

O conjunto de resultados de simulações apresentado nas figuras 6.15 até 6.18, fornecem subsídios para a análise da influência do ângulo de início de condução, θ_i ,sobre o desempenho do equipamento. Os ângulos de início de condução estão mostrados na figura 6.15 e o seu valor numérico corresponde à posição angular do eixo de um dos pólos do rotor, antes do alinhamento com o eixo dos pólos do estator da fase cujas correntes são mostradas no gráfico, no início da condução das chaves de potência associadas à esta fase.

Este conjunto de simulações foi feito no modo operacional de pulso único com os seguintes valores atribuídos aos parâmetros indicados:

tensão no barramento CC = 84 V
ângulo de condução = 30°
velocidade = - 1550 rpm

Conforme realçado anteriormente, observamos na figura 6.15 que, conforme o referido ângulo aumenta, o valor de pico também aumenta. O motivo para isto é que, na medida em que avançamos o início da condução, a indutância da fase tende ao seu valor mínimo e mais tempo demora o início da superposição dos pólos, com o conseqüente aparecimento da f.c.e.m. se opondo à tensão do barramento.

A tabela 6.4 apresenta uma síntese dos resultados obtidos. Observamos, com este conjunto de dados, a forte influência deste parâmetro de controle. Para o cálculo do rendimento do acionamento, precisaríamos considerar também as perdas rotacionais e as perdas no ferro. Todavia, os dados apresentados oferecem os subsídios necessários para orientar o projeto do sistema de controle para otimizar o desempenho.

O torque do motor é negativo porque a velocidade também é negativa.

Tabela 6.4 – Síntese da influência do ângulo de início de condução

θ_i (graus)	$I_{fase\ max}$ (A)	$I_{fonte\ média}$ (A)	$P_{fonte\ média}$ (W)	$T_{médio}$ (Nm)	P_{motor} (W)
35	1,9	0,70	59	-0,25	40,6
40	2,3	1,3	109	-0,51	82,8
45	4,0	2,2	185	-0,91	148
47	4,7	2,7	227	-1,10	179
49	5,5	3,1	260	-1,25	202

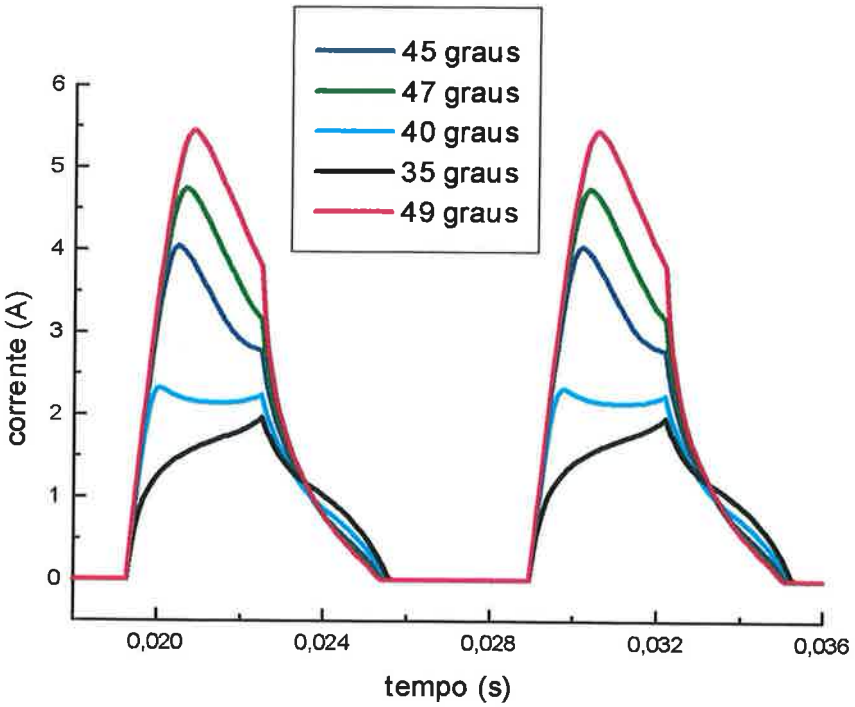
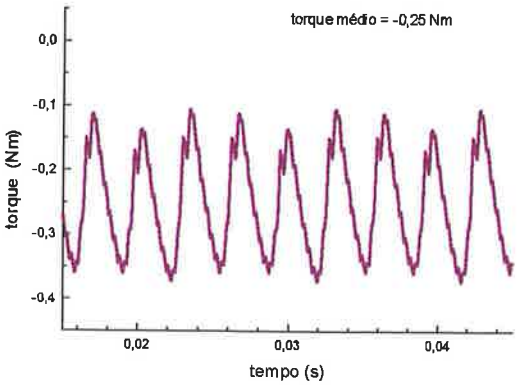
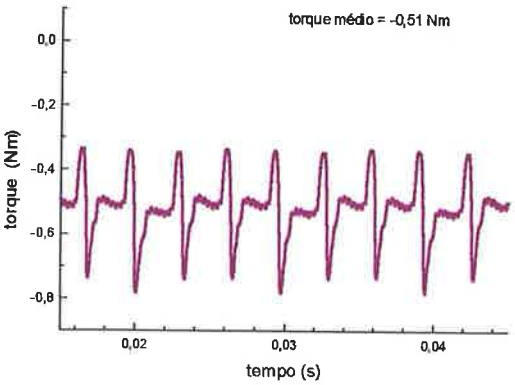


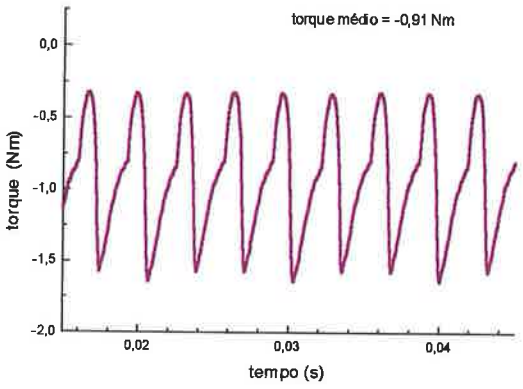
Fig. 6.15 – Formas de onda da corrente em função de θ_i



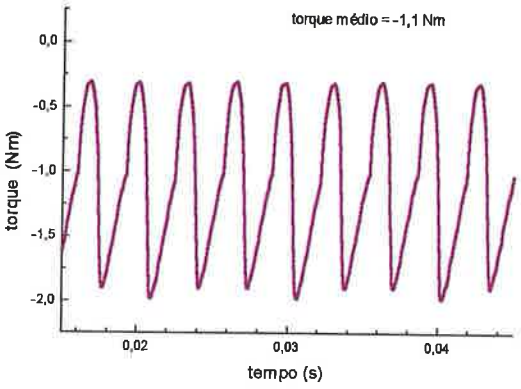
(a) torque, $\theta_i = 35^o$, $V_{cc} = 84$ V



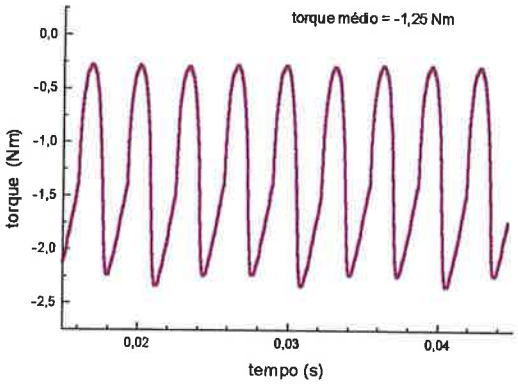
(b) torque, $\theta_i = 40^o$, $V_{cc} = 84$ V



(c) torque, $\theta_i = 45^o$, $V_{cc} = 84$ V

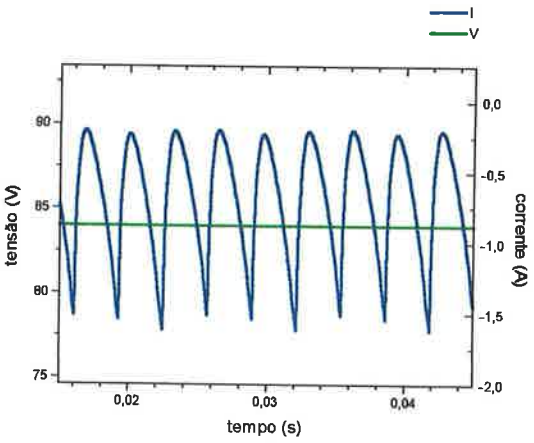


(d) torque, $\theta_i = 47^o$, $V_{cc} = 84$ V

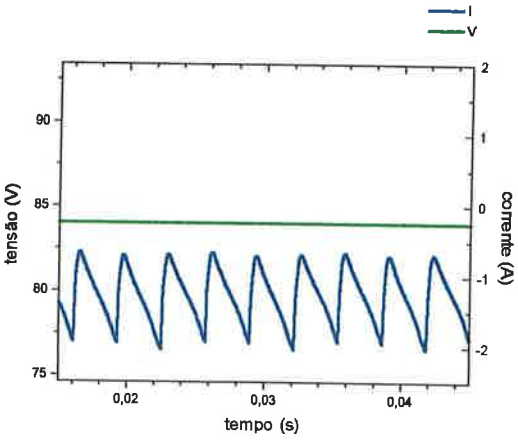


(e) torque, $\theta_i = 49^o$, $V_{cc} = 84$ V

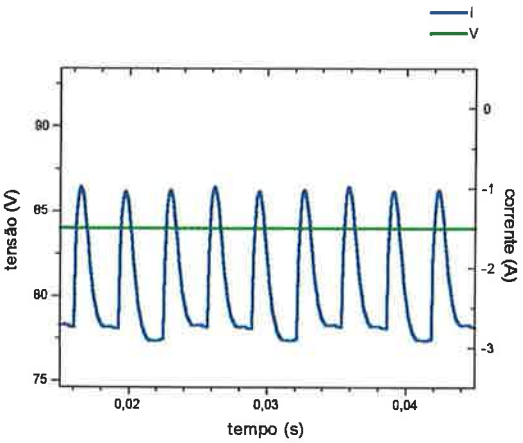
Fig. 6.16 – Torque em função do tempo, para n = -1550 rpm e vários valores dos ângulos de início de condução



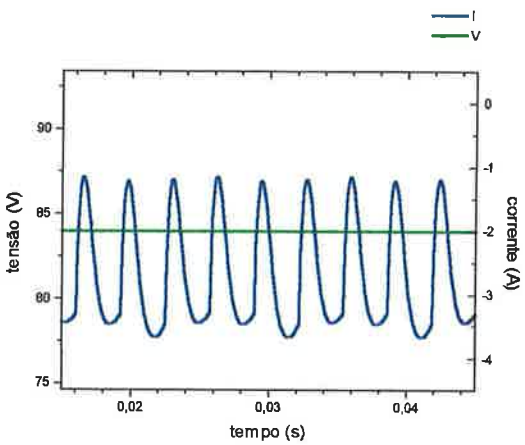
(a) fonte CC, $\theta_i = 35^o$, $V_{cc} = 84$ V



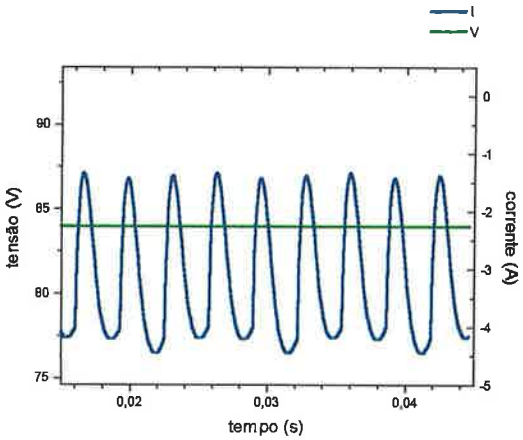
(b) fonte CC, $\theta_i = 40^o$, $V_{cc} = 84$ V



(c) fonte CC, $\theta_i = 45^o$, $V_{cc} = 84$ V

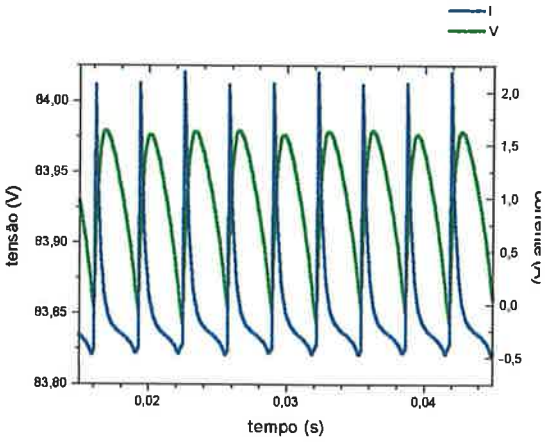


(d) fonte CC, $\theta_i = 47^o$, $V_{cc} = 84$ V

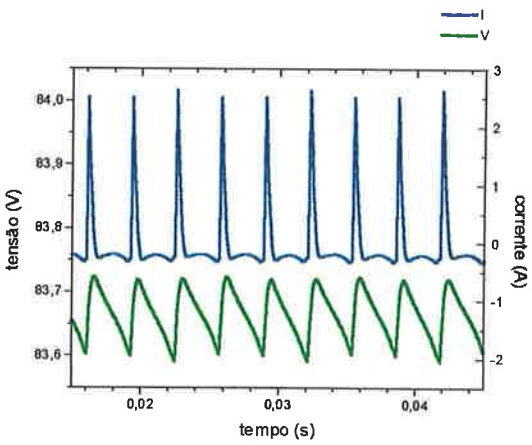


(e) fonte CC, $\theta_i = 49^o$, $V_{cc} = 84$ V

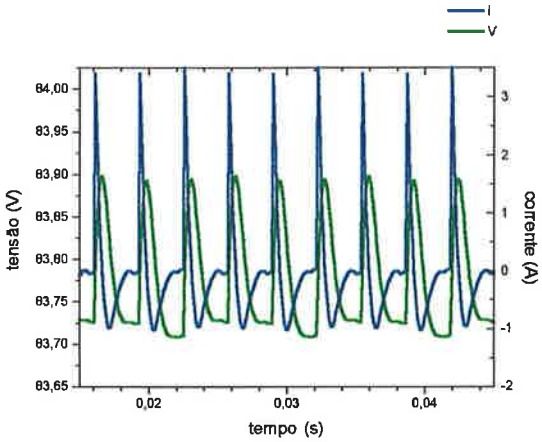
Fig. 6.17 – Tensão e corrente da fonte CC em função do tempo, para n = -1550 rpm e vários valores dos ângulos de início de condução



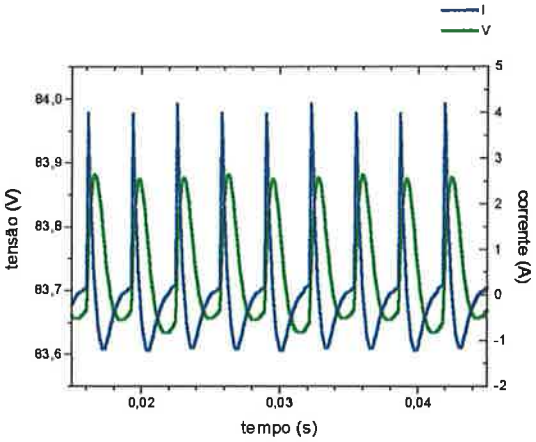
(a) capacitor C2, $\theta_i = 35^o$, $V_{cc} = 84$ V



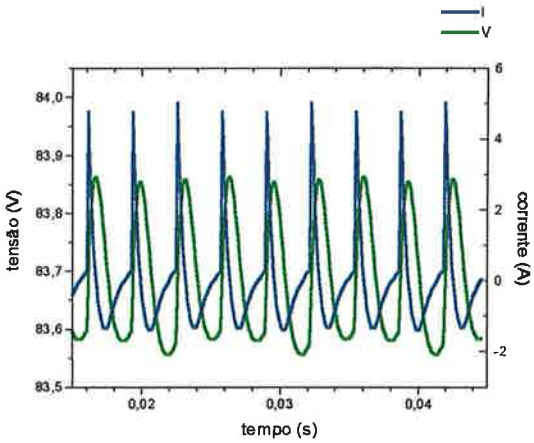
(b) capacitor C2, $\theta_i = 40^o$, $V_{cc} = 84$ V



(c) capacitor C2, $\theta_i = 45^o$, $V_{cc} = 84$ V



(d) capacitor C2, $\theta_i = 47^o$, $V_{cc} = 84$ V



(e) capacitor C2, $\theta_i = 49^o$, $V_{cc} = 84$ V

Fig. 6.18 – Tensão e corrente do capacitor C2 em função do tempo, para n = -1550 rpm e vários valores dos ângulos de início de condução

6.2.2.2 Influência da tensão do barramento CC

As próximas figuras 6.19 até 6.22, constituem um conjunto de resultados das simulações desenvolvidas para avaliar a influência da tensão do barramento CC sobre o desempenho do acionamento. Nestas simulações o ângulo de início de condução e o ângulo de condução são mantidos fixos, bem como a velocidade. O único parâmetro modificado nestas simulações é a tensão do barramento CC. As tensões usadas nas simulações estão indicadas na figura 6.19.

Este conjunto de simulações foi feito no modo operacional de pulso único com os seguintes valores atribuídos aos parâmetros indicados:

ângulo de início de condução, θ_i = 47°
ângulo de condução = 30°
velocidade = - 1550 rpm

Conforme realçado anteriormente, observamos na figura 6.19 que, o aumento da tensão do barramento, acarreta no aumento do valor de pico da corrente. Nestas simulações, o tempo para iniciar a superposição dos pólos do rotor e do estator, após o início da condução das chaves, é o mesmo e a causa para os aumentos dos valores de pico reside simplesmente no aumento do degrau de tensão aplicada na associação R-L que caracteriza o enrolamento no instante do início da condução.

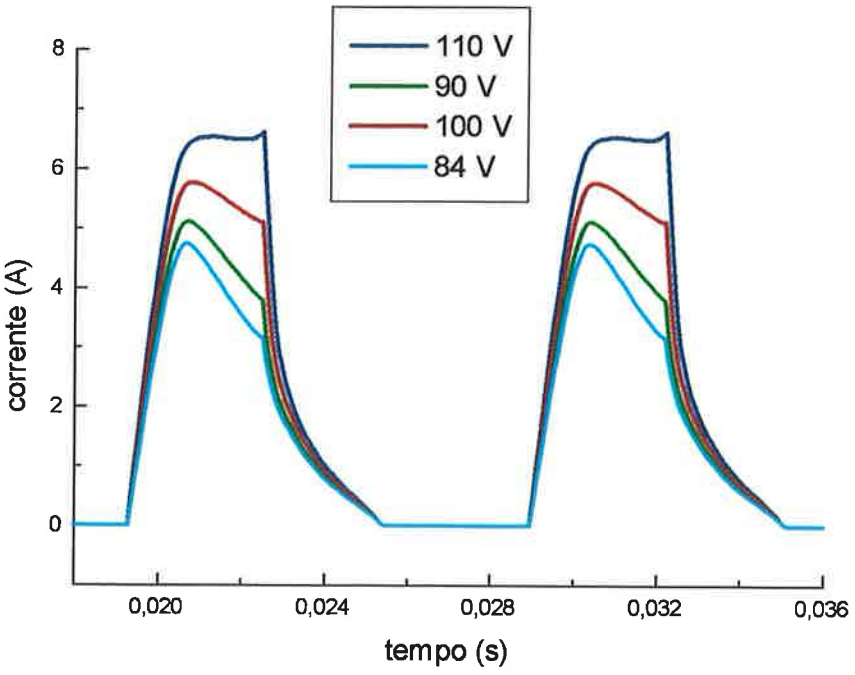


Fig. 6.19 – Formas de onda da corrente de fase em função da tensão do barramento CC

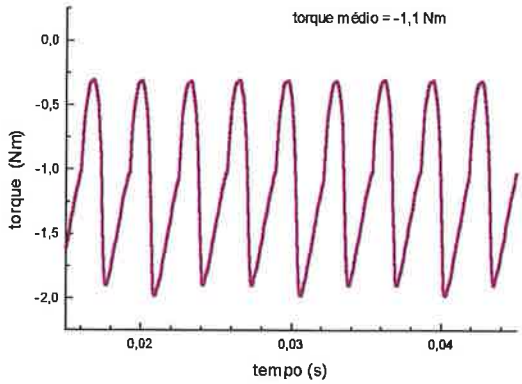
A tabela 6.5 apresenta uma síntese dos resultados obtidos. Observamos, com este conjunto de dados, a forte influência deste parâmetro de controle. Para o cálculo do rendimento do acionamento, precisaríamos

considerar também as perdas rotacionais e as perdas no ferro. Todavia, os dados apresentados oferecem os subsídios necessários para orientar o projeto do sistema de controle para otimizar o desempenho.

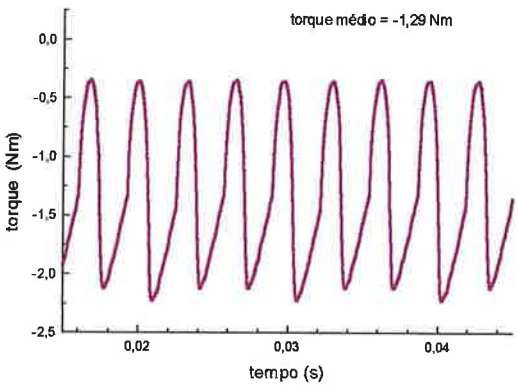
O torque do motor é negativo porque a velocidade também é negativa.

Tabela 6.5 – Síntese da influência da tensão do barramento CC

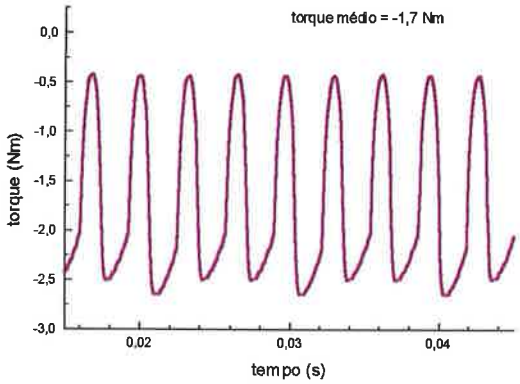
V_{cc} (volts)	$I_{fase\ max}$ (A)	$I_{fonte\ média}$ (A)	$P_{fonte\ média}$ (W)	$T_{médio}$ (Nm)	P_{motor} (W)
84	4,7	2,7	227	-1,10	179
90	5,1	3,0	270	-1,29	209
100	5,8	3,5	350	-1,70	276
110	6,5	4,1	451	-2,10	340



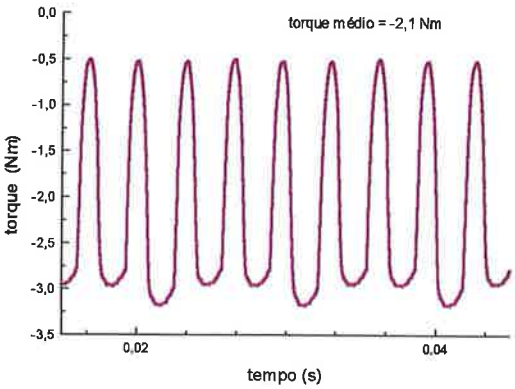
(a) torque, $\theta_i = 47^o$, $V_{cc} = 84$ V



(b) torque, $\theta_i = 47^o$, $V_{cc} = 90$ V

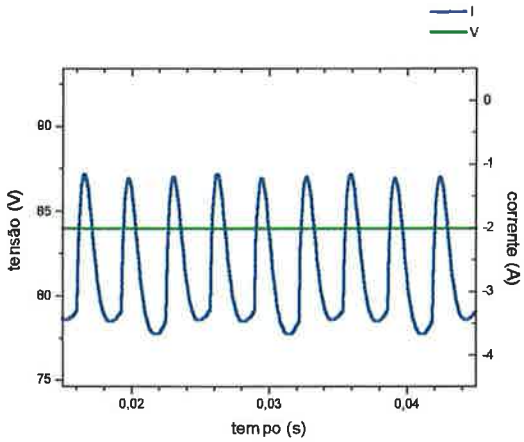


(c) torque, $\theta_i = 47^o$, $V_{cc} = 100$ V

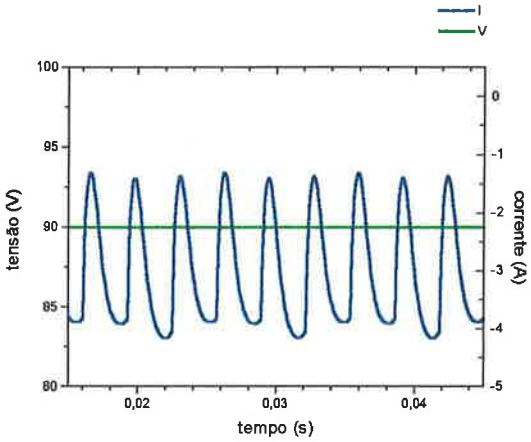


(d) torque, $\theta_i = 47^o$, $V_{cc} = 110$ V

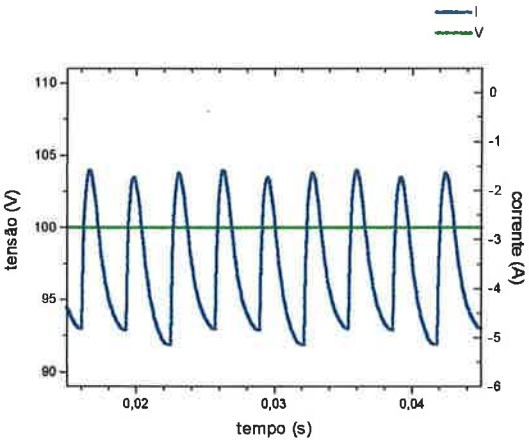
Fig. 6.20 – Torque em função do tempo, para n = -1550 rpm e vários valores da tensão do barramento CC



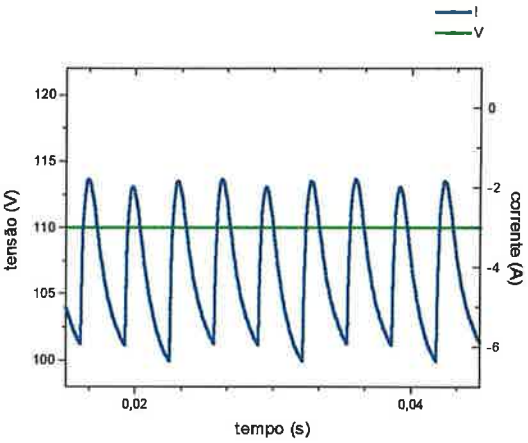
(a) fonte CC, $\theta_i = 47^o$, $V_{cc} = 84$ V



(b) fonte CC, $\theta_i = 47^o$, $V_{cc} = 90$ V

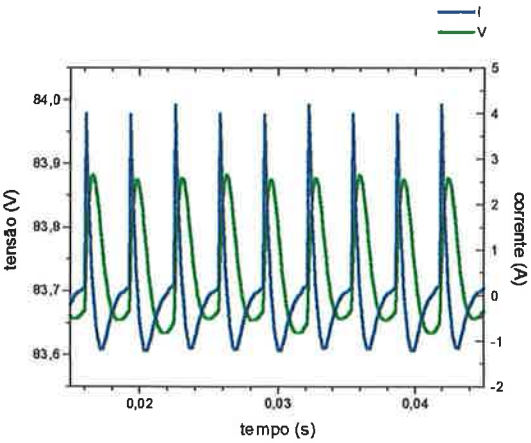


(c) fonte CC, $\theta_i = 47^o$, $V_{cc} = 100$ V

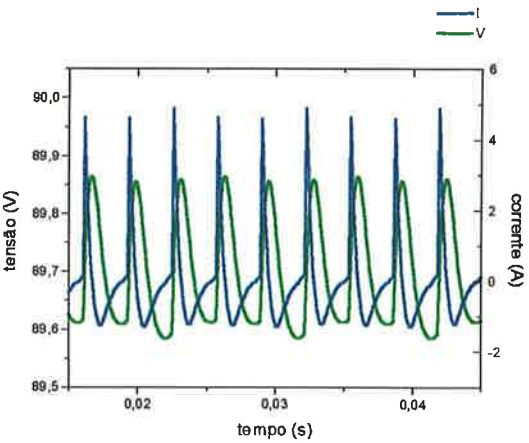


(d) fonte CC, $\theta_i = 47^o$, $V_{cc} = 110$ V

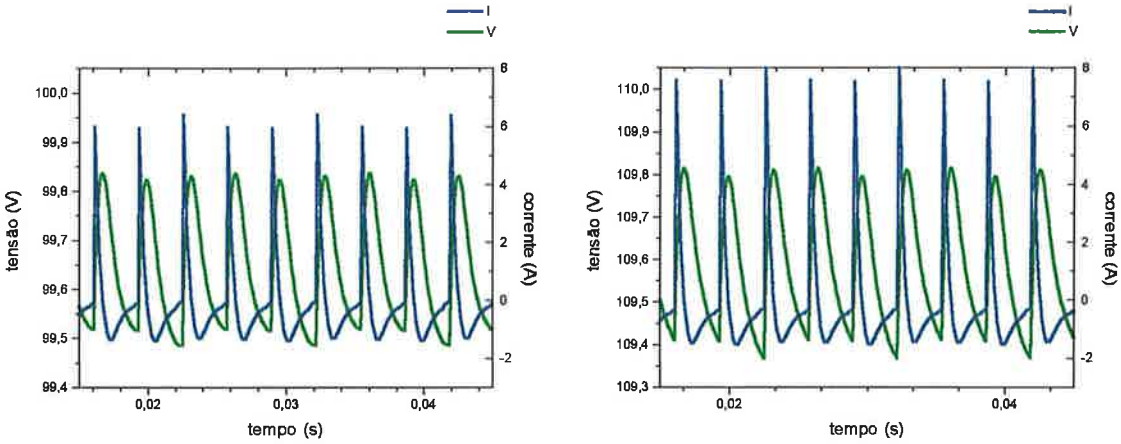
Fig. 6.21 – Tensão e corrente da fonte CC em função do tempo, para n = -1550 rpm e vários valores da tensão do barramento CC



(a) capacitor C2, $\theta_i = 47^o$, $V_{cc} = 84$ V



(b) capacitor C2, $\theta_i = 47^o$, $V_{cc} = 90$ V



(c) capacitor C2, $\theta_i = 47^o$, $V_{cc} = 100$ V (d) capacitor C2, $\theta_i = 47^o$, $V_{cc} = 110$ V

Fig. 6.22 - Tensão e corrente do capacitor C2 em função do tempo, para n = -1550 rpm e vários valores da tensão do barramento CC

6.2.3 Simulação da operação no modo de comutação suave

Neste tópico passaremos a abordar as simulações das operações do motor alimentado com a tensão média aplicada na fase controlada por recortamento, com modulação por largura de pulso (PWM). Neste tópico abordaremos a operação no modo de comutação suave, conforme mostrado na figura 3.7 e, no tópico seguinte, mostraremos a operação no modo de comutação forçada.

O modelo de circuito usado para estas simulações é o mesmo mostrado pela figura 5.6, com a inclusão de duas chaves adicionais por fase. Estas chaves adicionais constituem um artifício utilizado para propiciar esta simulação porque, para cada chave do modelo, o programa permite a atribuição de uma única freqüência. Assim, nestas simulações, as chaves que representam os dispositivos de potência do conversor têm a freqüência determinada pela rotação do rotor e com o ângulo de condução determinado pelos sensores de posição, da mesma forma que na operação no modo de

pulso único. As chaves adicionais exercem esta função de provocar o recortamento da tensão aplicada nas fases com freqüência e ângulo de condução determinados pelas características requeridas para a simulação. Estas características são, basicamente, a freqüência e a taxa de trabalho.

Inserimos duas chaves adicionais por fase do modelo de circuito. Na fase 1, uma delas (CH SUP PWM) está em série com T1 e a outra (CH INF PWM) em série com T2. Nas demais fases, a forma de ligação é similar.

Os perfis operacionais das chaves estão mostrados na figura 6.23. A forma de sincronização da condução das chaves com a posição do rotor é similar à do modo de operação de pulso único. Este modo operacional permite simular as condições representadas pela figura 3.7 e os estados possíveis dos dispositivos de potência são os apresentados na figura 3.5 (a), (b) e (c).

Acompanhando a figura 6.23 observamos que, inicialmente, as chaves de potência da fase 1 são ligadas simultaneamente, bem como as chaves adicionais, estabelecendo o estado operacional representado pela figura 3.5 (a). Em seguida, a chave CH SUP PWM, em série com T1, é bloqueada. Isto faz com que se estabeleça a condição operacional da figura 3.5 (b) e a corrente circula pela fase, T2, CH INF PWM e D2. Decorrido o tempo de bloqueio da chave CH SUP PWM, o estado da figura 3.5 (a) volta a ser estabelecido até que a chave CH INF PWM seja bloqueada e a corrente passa a circular pela fase, D1, CH SUP PWM e T1. Quando termina o tempo de bloqueio da chave CH INF PWM o estado da figura 3.5 (a) volta a ser estabelecido. Este processo se repete até o final do intervalo de condução das chaves de potência da fase 1, quando todas as chaves são bloqueadas simultaneamente, estabelecendo a condição operacional da figura 3.5 (c). Para as fases 2 e 3 este processo é semelhante.

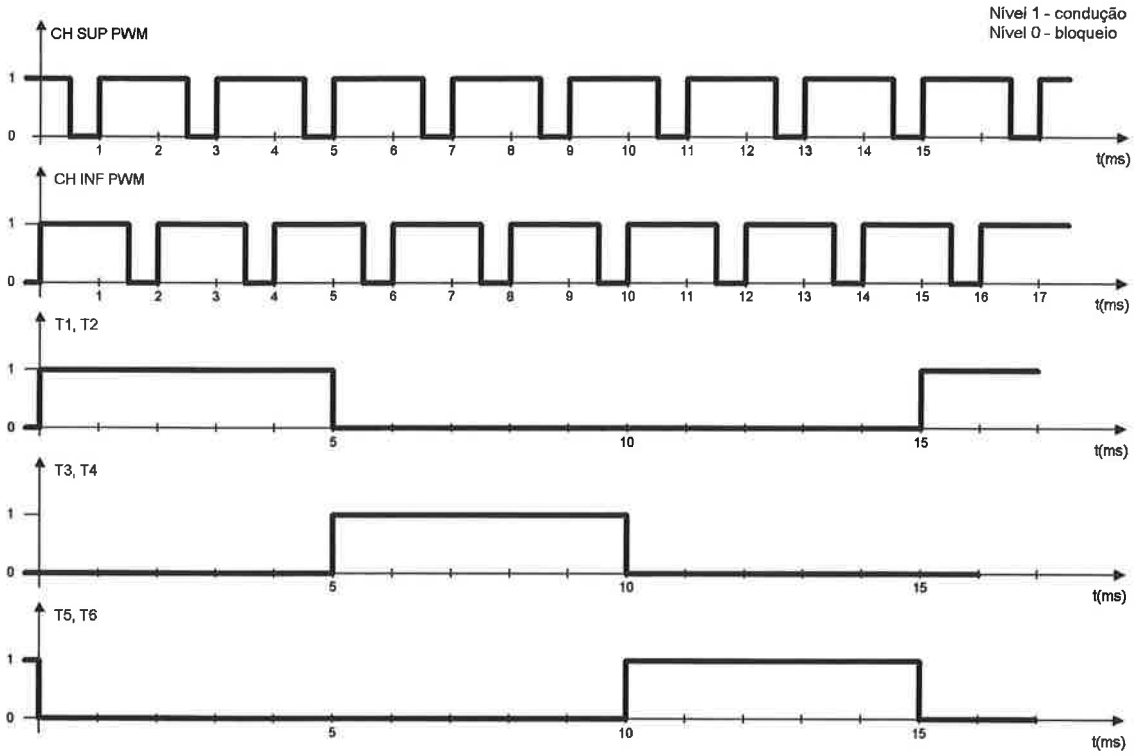


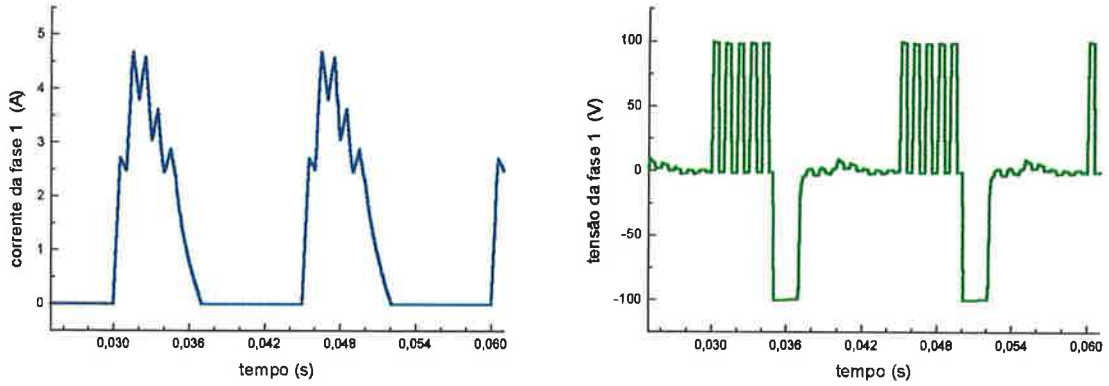
Fig. 6.23 – Perfil de condução das chaves de potência e das chaves auxiliares para a simulação do recortamento da tensão

As simulações apresentadas neste tópico foram conduzidas com as seguintes condições operacionais:

tensão no barramento CC = 100 V
ângulo de início de condução = 47° antes do alinhamento dos pólos
ângulo de condução = 30°
velocidade = - 1000 rpm
freqüência de recortamento = 1 kHz
Freqüência das chaves adicionais = 500 Hz
taxa de trabalho = 0,5

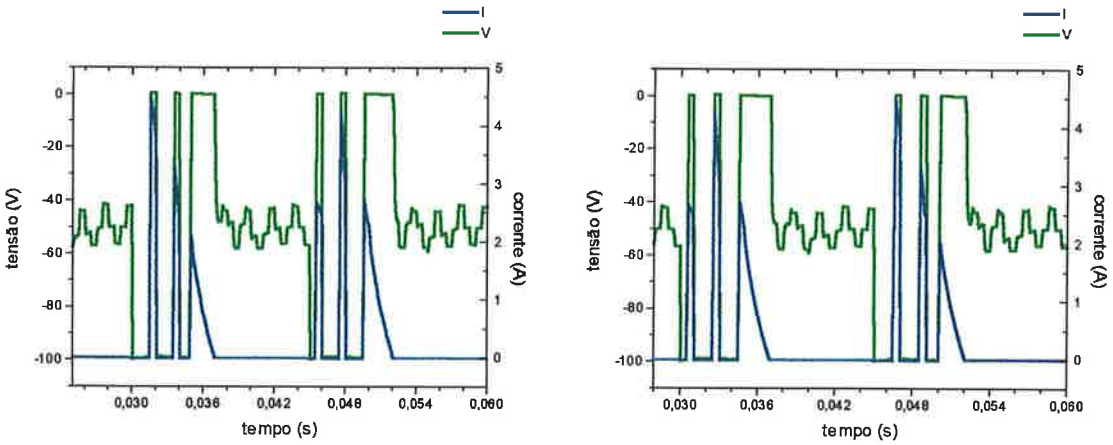
A taxa de trabalho corresponde, num ciclo do recortamento da tensão do barramento, à relação entre o intervalo de condução e o período do recortamento.

As figuras 6.24 até 6.28 apresentam os resultados desta simulação. Os dados que podem ser obtidos e as análises que podem ser conduzidas com estas simulações são semelhantes aos do item 6.2.2.



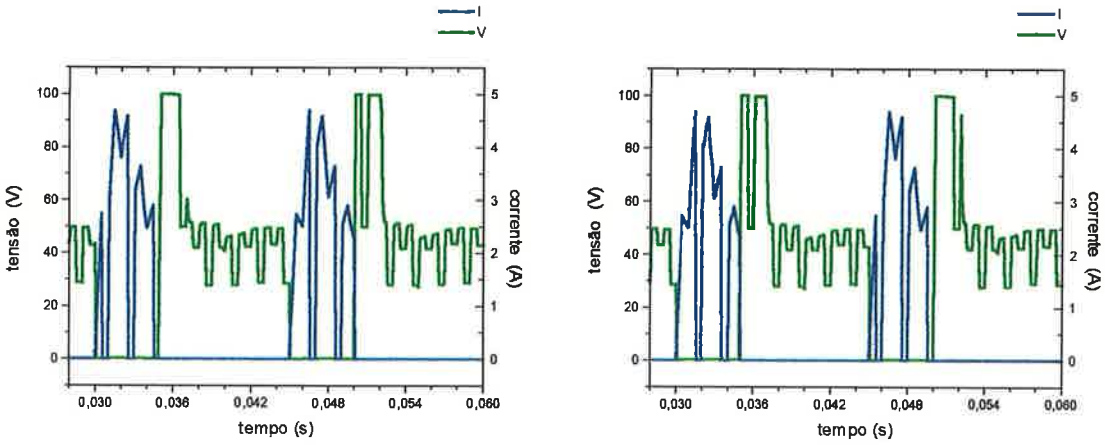
(a) (b)

Fig. 6.24 – Simulação do modo de comutação suave: (a) corrente da fase 1; (b) tensão da fase 1.



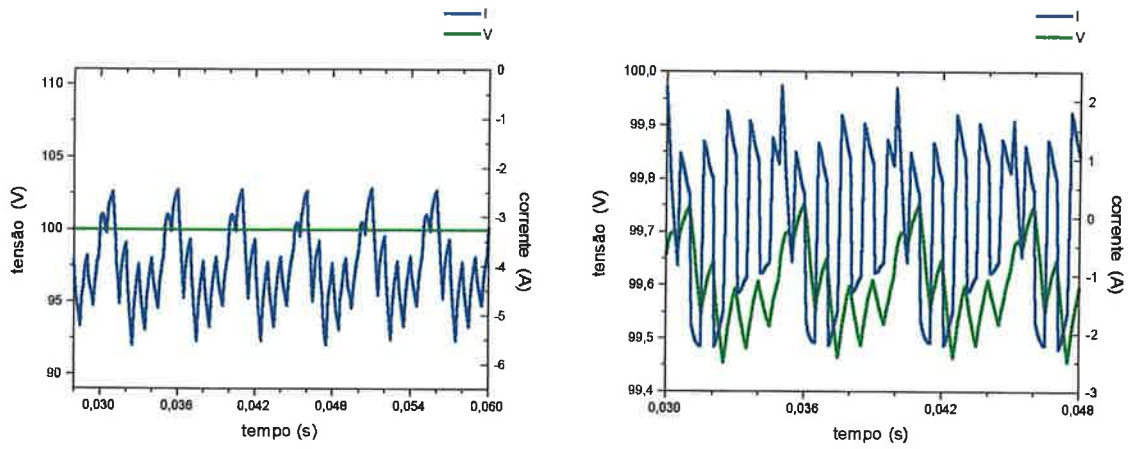
(a) (b)

Fig. 6.25 – Simulação do modo de comutação suave: (a) corrente e tensão do diodo D1; (b) corrente e tensão do diodo D2.



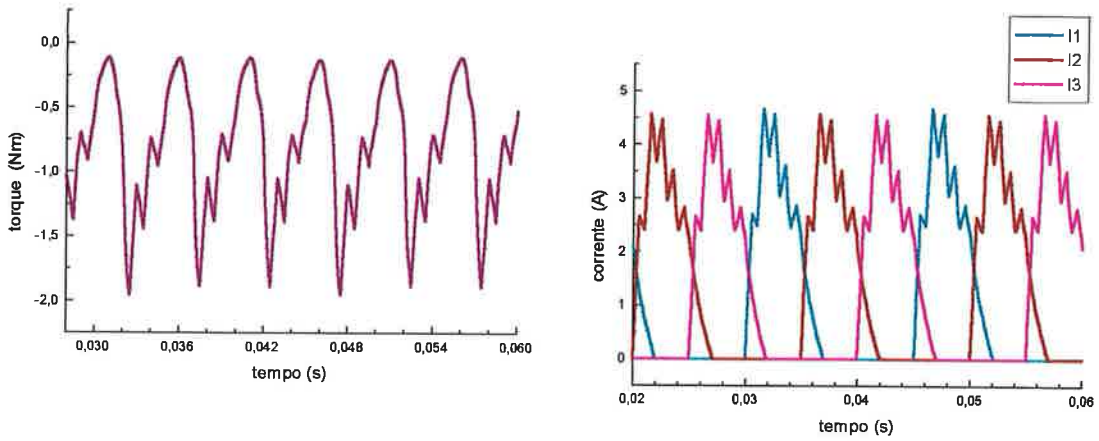
(a) (b)

Fig. 6.26 – Simulação do modo de comutação suave: (a) corrente e tensão da chave T1; (b) corrente e tensão da chave T2.



(a) (b)

Fig. 6.27 – Simulação do modo de comutação suave: (a) corrente e tensão da fonte CC; (b) corrente e tensão do capacitor C2.



(a) (b)

Fig. 6.28 – Simulação do modo de comutação suave: (a) torque em função do tempo; (b) sucessão das correntes de fase.

6.2.4 Simulação da operação no modo de comutação forçada

Neste tópico abordaremos a simulação da operação no modo de comutação forçada, conforme mostrado na figura 3.8. A tensão média aplicada na fase é controlada por recortamento, com modulação por largura de pulso (PWM).

O modelo de circuito usado para estas simulações é o mesmo mostrado pela figura 5.6, com a inclusão das duas chaves adicionais por fase, conforme explicado no tópico anterior.

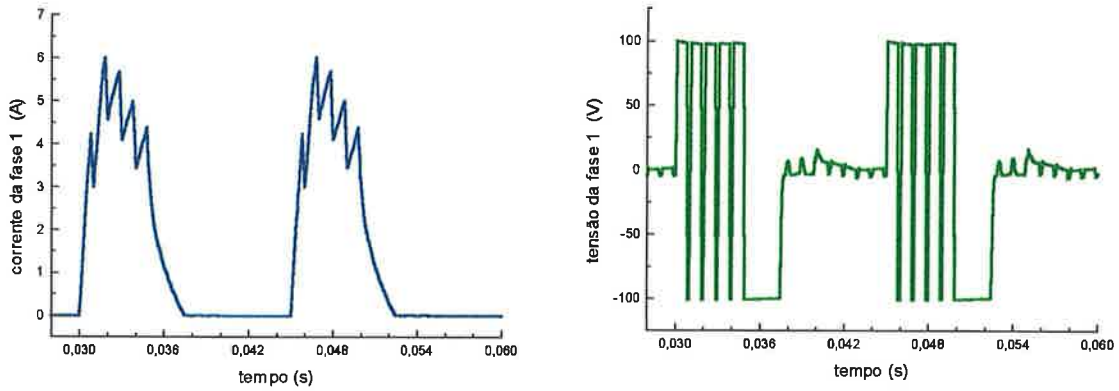
Os perfis operacionais das chaves são similares aos mostrados na figura 6.23. A diferença, neste caso, é que as chaves adicionais têm que conduzir e bloquear simultaneamente, de forma a simular as condições operacionais mostradas na figura 3.8 e os estados possíveis dos dispositivos de potência conforme apresentados na figura 3.5 (a) e (c). A forma de sincronização da condução das chaves com a posição do rotor é similar à do modo de operação de pulso único.

Neste caso, ao iniciar a simulação as chaves de potência da fase 1 são ligadas simultaneamente, bem como as chaves adicionais, estabelecendo o estado operacional representado pela figura 3.5 (a). Em seguida, a chave CH SUP PWM, em série com T1, e a chave CH INF PWM, em série com T2 são bloqueadas. Isto faz com que se estabeleça a condição operacional da figura 3.5 (c) e a corrente circula pela fase, D1 e D2. Decorrido o tempo de bloqueio destas chaves adicionais, o estado da figura 3.5 (a) volta a ser estabelecido. Este processo se repete até o final do intervalo de condução das chaves de potência da fase 1, quando todas as chaves são bloqueadas simultaneamente, estabelecendo a condição operacional da figura 3.5 (c) até a extinção completa da corrente. Para as fases 2 e 3 este processo é semelhante.

As simulações apresentadas neste tópico foram conduzidas com as seguintes condições operacionais:

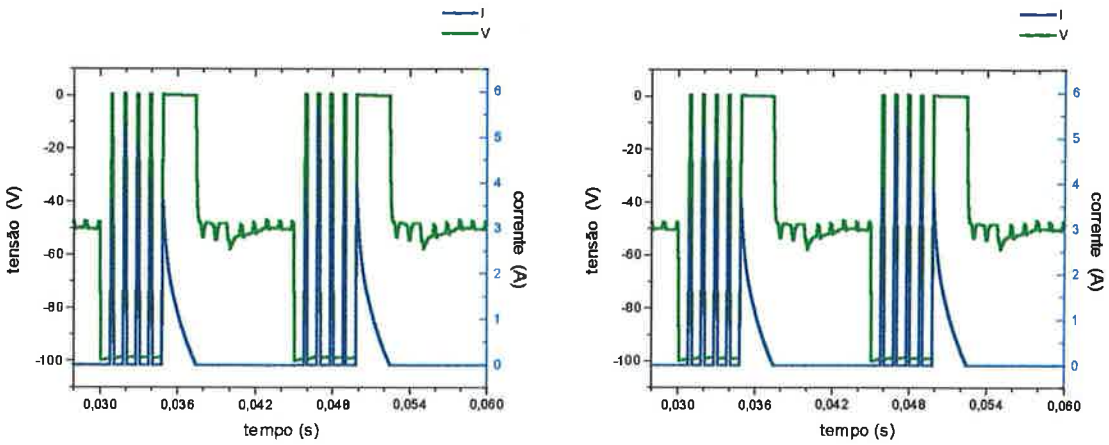
tensão no barramento CC	=	100 V
ângulo de início de condução	=	47° antes do alinhamento dos pólos
ângulo de condução	=	30°
velocidade	=	- 1000 rpm
freqüência de recortamento	=	1 kHz
freqüência das chaves adicionais	=	1 kHz
taxa de trabalho	=	0,8

Nestas simulações com recortamento de tensão, usamos dez passos de tempo por ciclo de recortamento. Este número se mostrou suficiente e, logo a partir do segundo ciclo de operação das chaves de potência, os resultados se encontram estabilizados em seus valores de regime. As figuras 6.29 até 6.33 apresentam os resultados desta simulação. Estas figuras, bem como as figuras 6.24 até 6.28, mostram os intervalos de tempo correspondentes a aproximadamente ao terceiro e quarto ciclos do funcionamento das chaves. Podemos observar nestas figuras a estabilidade dos resultados em seus valores de regime. Os dados que podem ser obtidos e análises que podem ser conduzidas com estas simulações são semelhantes aos do item 6.2.2.



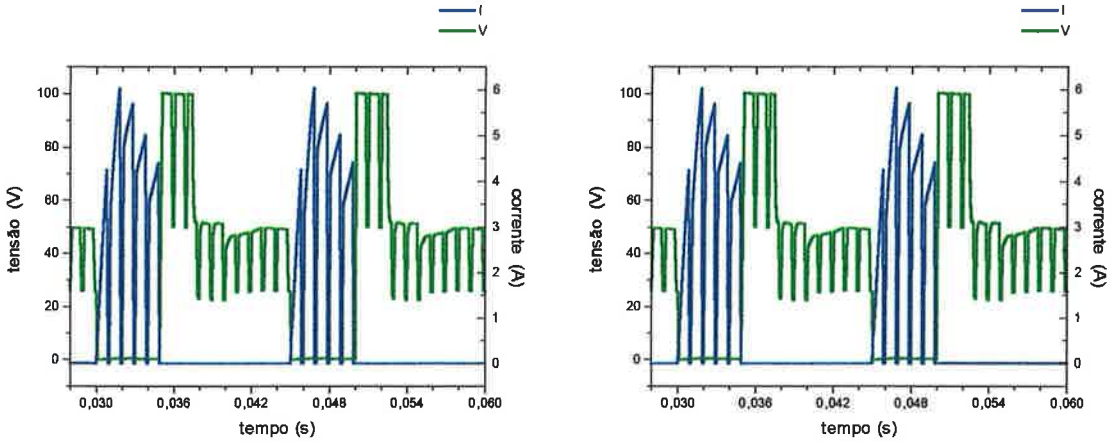
(a) (b)

Fig. 6.29 – Simulação do modo de comutação forçada: (a) corrente da fase 1; (b) tensão da fase 1.



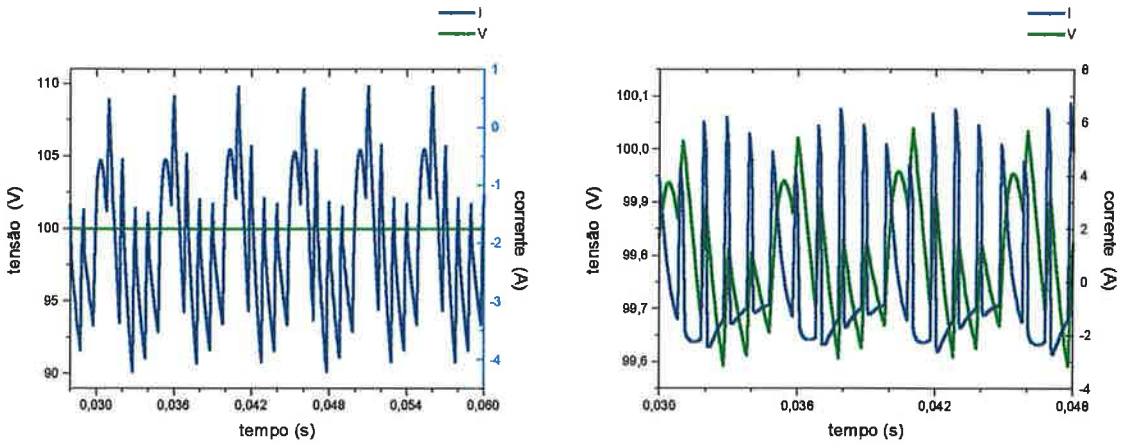
(a) (b)

Fig. 6.30 – Simulação do modo de comutação forçada: (a) tensão e corrente do diodo D1; (b) tensão e corrente do diodo D2.



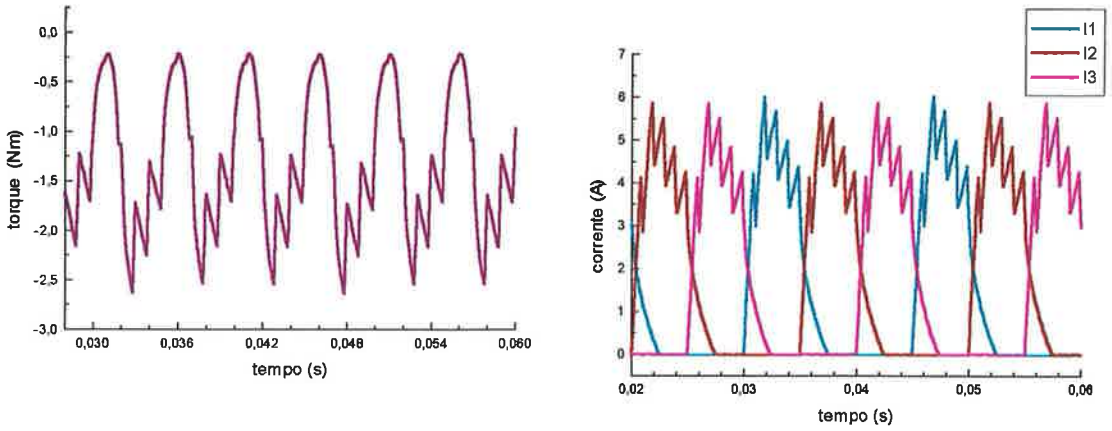
(a) (b)

Fig. 6.31 – Simulação do modo de comutação forçada: (a) corrente e tensão da chave T1; (b) corrente e tensão da chave T2.



(a) (b)

Fig. 6.32 – Simulação do modo de comutação forçada: (a) tensão e corrente da fonte CC; (b) tensão e corrente do capacitor C2.



(a) (b)

Fig. 6.33 – Simulação do modo de comutação forçada: (a) torque em funçao do tempo; (b) sucessão das correntes de fase.

6.3 Simulação do funcionamento como gerador

6.3.1 Introdução

Nesta etapa do trabalho, abordaremos os resultados da simulação do equipamento funcionando como gerador auto-excitado, com ângulos de condução fixos e velocidade rotórica constante. Assumimos também que a potência do acionador mecânico é suficiente para manter a velocidade constante, independentemente do valor da carga.

A configuração do modelo de circuito adotada para estas simulações é a apresentada na figura 5.6 e a sincronização das posições angulares do rotor com os intervalos de excitação das fases é feita conforme a figura 5.7.

Tendo em vista os aspectos da instabilidade da tensão do barramento CC descritos no item 4.3 e as limitações do nosso conversor usado nos ensaios, conforme será comentado no próximo capítulo, procuramos conduzir as simulações para obter valores médios de tensão do barramento praticamente invariáveis nos diversos ciclos das fases em cada simulação.

Conforme explicado anteriormente, com os ângulos de controle fixos, e dependendo do valor da carga, a tensão pode aumentar indefinidamente, se anular, ou mesmo se estabilizar em algum valor intermediário.

Nestes casos, os tempos de simulação para a obtenção dos valores de regime podem se tornar muito elevados ou proibitivos. Tipicamente, verificamos que com 40 passos de tempo para cada 30° de deslocamento do rotor, as simulações fornecem resultados confiáveis. Isto significa que são necessários, no mínimo, 120 passos de tempo para simular um ciclo, ou 90° de deslocamento do rotor, e isto demora de 2 a 3 horas. Em cada simulação, procuramos obter os resultados correspondentes de 6 a 8 ciclos completos, com duração típica da ordem de 24 horas. Tendo em vista que o nosso objetivo é a obtenção dos valores de regime permanente, justifica-se esta busca dos valores médios estáveis da tensão do barramento.

A figura 6.34 foi incluída para ilustrar estes aspectos. Ela apresenta a tensão e a corrente do capacitor C2 obtidas com uma simulação em que, até o instante 0,28 s foram usados 40 passos de tempo para cada 30° de deslocamento do rotor e, a partir deste instante, passaram a ser usados 10 passos de tempo neste mesmo intervalo. Observa-se uma queda da tensão e da corrente do capacitor, que já era esperada em função das condições simuladas e, a partir do instante da diminuição do número de passos de tempo, esta queda se tornou ainda mais pronunciada. Note-se que o único parâmetro alterado foi o número de passos de tempo.

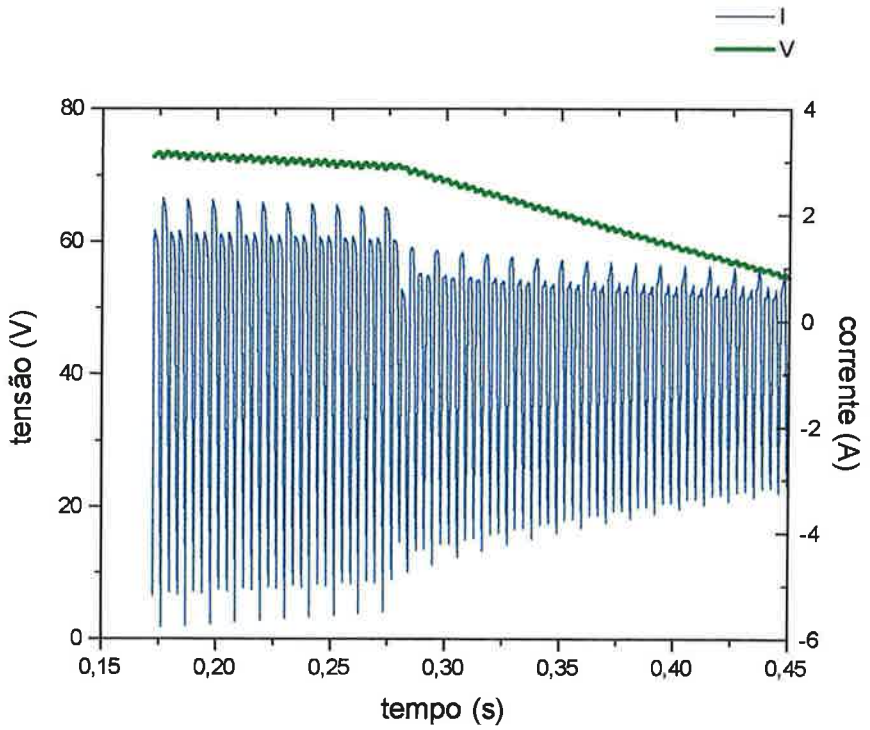


Fig. 6.34 – Tensão e corrente do capacitor C2

Conclui-se então que um dos primeiros aspectos a serem resolvidos nestes tipos de simulação refere-se à escolha do passo de tempo. Nas simulações da operação como motor, este tipo de problema ilustrado pela figura 6.34 não ocorre porque há uma fonte de tensão impondo o seu valor nominal no barramento.

Para verificar se as simulações atingiram os seus valores de regime, pode-se pesquisar se há uma variação acentuada, por exemplo, dos valores de pico da tensão do capacitor, ou pode-se também calcular o valor médio da sua corrente, através dos recursos oferecidos pelo programa FLUX2D. Constatamos que, quando ocorre a estabilidade da tensão do barramento, o valor médio da corrente do capacitor é da ordem, ou menor, de 1% dos valores de pico. Verificamos também que, ajustando-se os parâmetros adequadamente, esta estabilidade é atingida a partir do segundo ou terceiro ciclo de simulação, o que contribui para abreviar a sua duração. As capacitâncias dos capacitores C_1 e C_2 são 470 μF e 5170 μF, respectivamente.

Verifica-se através das figuras 5.6 e 5.7 que, ao iniciar a simulação, as chaves de potência da primeira fase a ser energizada são fechadas. A tensão inicial dos capacitores, com o valor da tensão média do barramento esperada para a condição a ser simulada, é aplicada à primeira fase. No regime permanente, ao fechar estas chaves, simultaneamente, a terceira fase passa a injetar corrente no barramento correspondente ao seu intervalo de geração. No entanto, neste primeiro momento, o fluxo concatenado com ela é nulo e, portanto, sua f.c.e.m. também é nula. Para evitar transitórios desnecessários na simulação, a fonte CC em série com uma chave, com tensão nominal igual à tensão esperada para o barramento, é introduzida no circuito somente durante o primeiro intervalo de condução destas chaves. Recorremos a este artifício porque verificamos, nas nossas primeiras simulações, que os capacitores se descarregavam rapidamente, levando a resultados incorretos.

6.3.2 Definição das condições operacionais para as simulações

A finalidade deste tópico é a apresentação dos critérios utilizados para a escolha das condições operacionais a serem simuladas. Entre os critérios

utilizados, destacam-se as características do protótipo da máquina elétrica e seu conversor e dos recursos disponíveis para os ensaios. A figura 3.17 mostra o protótipo acoplado a uma máquina de corrente contínua, com velocidade nominal de 1800 rpm e 0,37 kW. Esta máquina definiu um limite superior para a velocidade.

Tendo em vista esta velocidade máxima, a velocidade de 1400 rpm foi escolhida como velocidade de base. Desta forma, ficou também assegurada a possibilidade da operação em valores maiores e menores do que esta velocidade de referência.

Levando-se em consideração os aspectos discutidos na elaboração da tabela 6.3, adotamos o valor 0,53 para a constante de f.c.e.m. k_a. Com este valor, elaboramos a tabela 6.6, que apresenta valores de f.c.e.m para várias velocidades.

Tabela 6.6 – f.c.e.m. para várias velocidades

n (rpm)	1000	1200	1400	1550
f.c.e.m. (V)	55,5	66,6	77,7	86,0

Assumindo-se as hipóteses contidas na dedução da equação (27), verifica-se que, mantendo-se os valores dos ângulos ali indicados, o valor máximo do patamar da corrente permanece constante se a tensão do barramento CC for diretamente proporcional à velocidade. Estas hipóteses foram usadas para calcular este patamar de corrente, para os seguintes valores de tensão do barramento CC: 55 V, 65 V, 75 V e 85 V, nas velocidades indicadas na tabela 6.6. As tensões de origem mocional induzidas nestas mesmas velocidades são iguais às respectivas tensões do barramento. Assim, adotando-se $\theta_c = 30^o$ e $\theta_i = 10$, obtém-se o valor de 4,3 A para o patamar de corrente. Com este valor, usa-se a equação de ajuste de curva indicada no gráfico da figura 6.5 para obter o valor médio do torque de 1,23 Nm para estas condições operacionais.

Assim, cada par de valores de torque e de velocidade define as coordenadas de um ponto que pode ser utilizado para definir os gráficos que relacionam estas grandezas, da maneira representada pela figura 4.7. Dependendo da estratégia de controle adotada, pode-se obter, no modo de pulso único e tensão de barramento constante, torque inversamente proporcional à velocidade ou inversamente proporcional ao quadrado da velocidade.

A figura 6.35 apresenta estes resultados para os quatro valores de tensão do barramento adotados para conduzir as simulações.

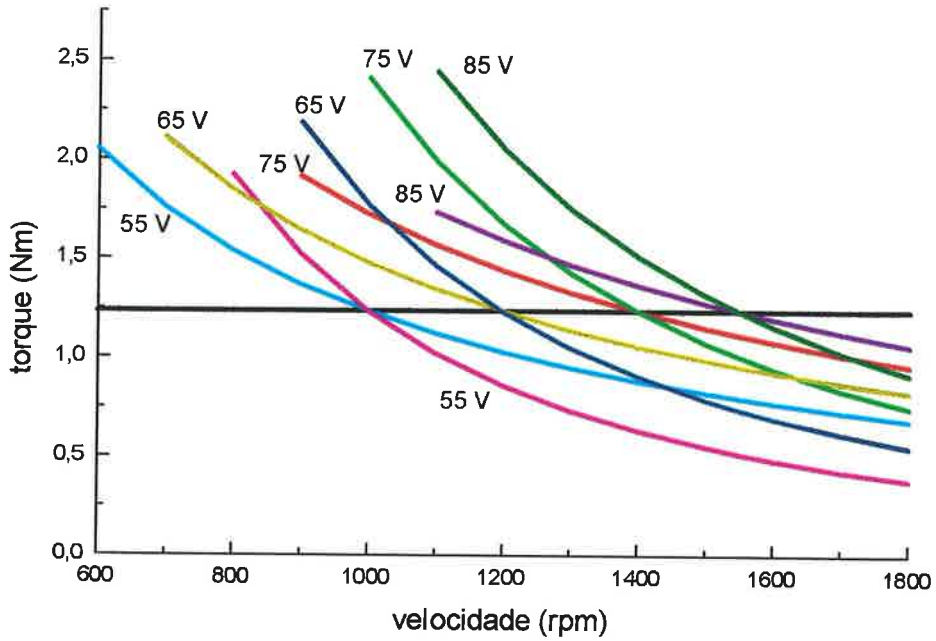


Fig. 6.35 – Características de torque versus velocidade, para os valores de tensão do barramento CC indicados.

6.3.3 Simulações da operação em regime permanente

Os comentários feitos sobre os resultados das simulações do funcionamento como motor, adequadamente abordados, também se aplicam para o refinamento do projeto do gerador, do conversor e do seu sistema de

controle. Entretanto, serão também apresentados os comentários peculiares ao funcionamento como gerador.

As figuras 6.36 até 6.43 apresentam os resultados da simulação do gerador auto-excitado no modo operacional de pulso único, com ângulos fixos de condução, com tensão de barramento constante e com os seguintes valores atribuídos aos parâmetros indicados:

tensão inicial do barramento CC = 74,5 V

ângulo de início de condução = 10° antes do alinhamento dos pólos

ângulo de condução = 30°

resistência de carga = 40 Ω

velocidade = - 1400 rpm (sentido anti-horário)

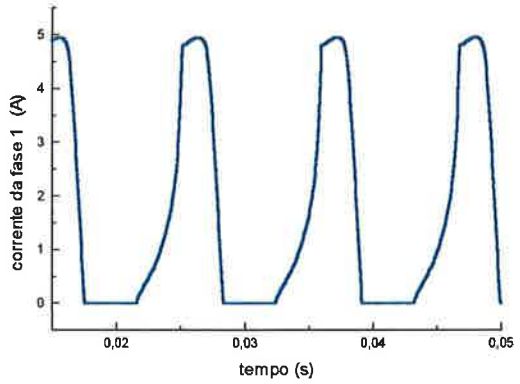


Fig.6.36 – Corrente da fase 1

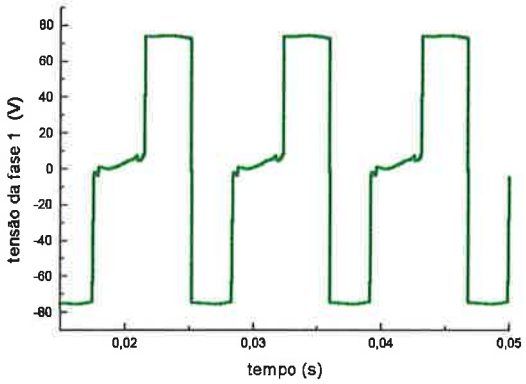


Fig.6.37 – Tensão da fase 1

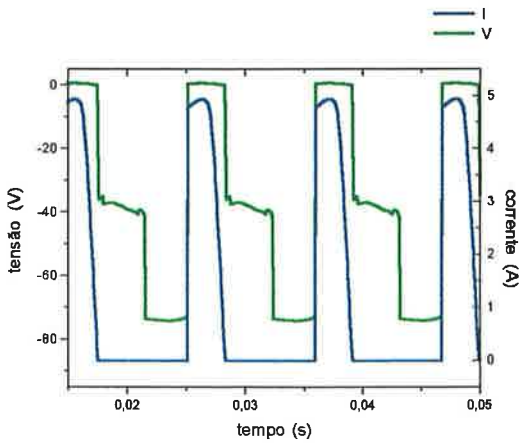


Fig.6.38 – Tensão e corrente do diodo D1

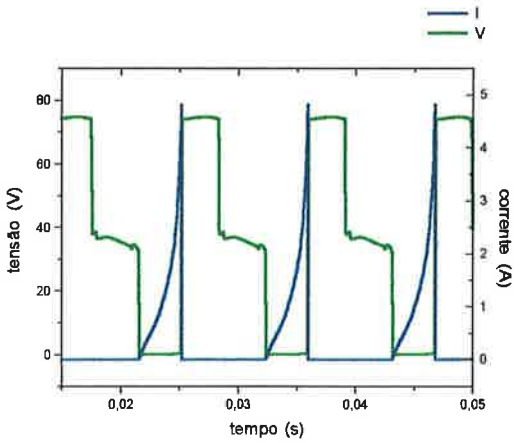


Fig.6.39 – Tensão e corrente da chave T1

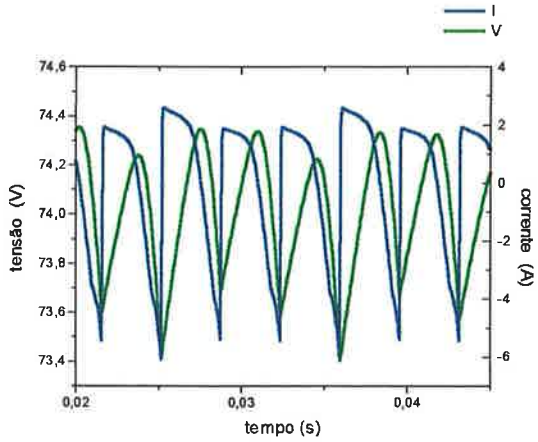


Fig.6.40 – Tensão e corrente do capacitor C2

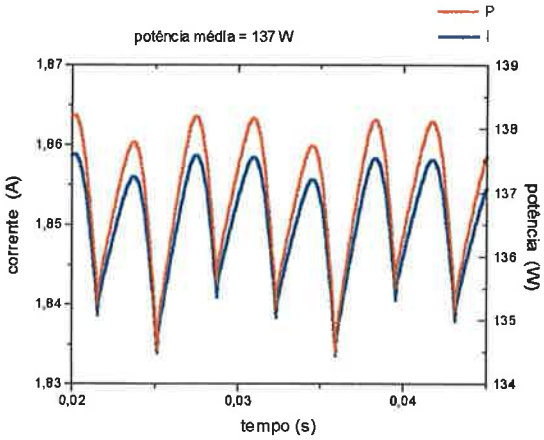


Fig.6.41 – Corrente e potência da resistência de carga

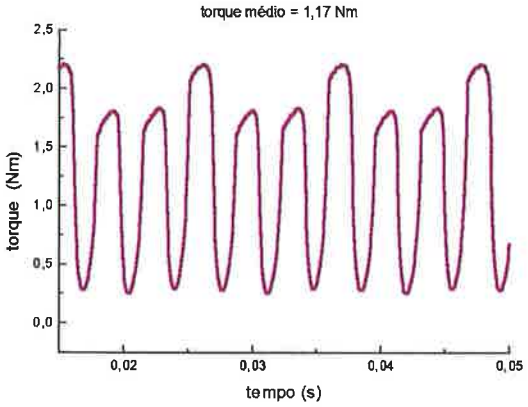


Fig.6.42 - Torque

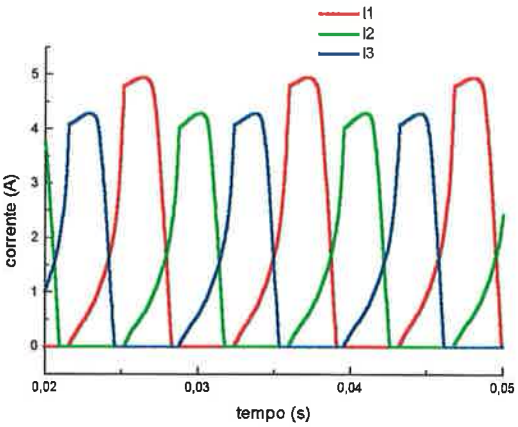


Fig.6.43 – Correntes das fases

Nesta simulação, os valores de regime permanente se estabilizaram, de forma que se observa uma variação irrisória dos picos de tensão nos capacitores em cada ciclo. Os resultados apresentados encontram-se num intervalo de tempo correspondente, aproximadamente, do terceiro ao quinto ciclo da operação simulada.

A figura 6.36 apresenta a forma de onda da corrente da fase 1 e a figura 6.37 mostra a forma de onda da tensão na mesma fase. Nestas figuras pode-se observar o aumento da corrente durante a condução das chaves, quando a tensão aplicada é positiva, e a manutenção de um patamar de corrente durante a condução dos diodos, com a conseqüente inversão da polaridade da tensão da fase. Pode-se perceber também, um aumento da taxa

de subida da corrente após a passagem do rotor pela posição de alinhamento. Nesta condição operacional, ocorre então um equilíbrio entre a tensão do barramento e a f.c.e.m., conforme esperado, indicando a adequação das hipóteses usadas para o seu cálculo.

Verifica-se que o patamar da corrente atinge 5 A, enquanto que o valor calculado no item 6.3.2 é de 4,3 A. Por outro lado, observando-se a figura 6.43, que apresenta a sucessão das correntes das fases, verifica-se que nas demais fases, este patamar praticamente atinge o valor calculado.

Deve-se distinguir alguns aspectos dos parágrafos anteriores. Em primeiro lugar, a metodologia de cálculo apresentada no item 6.3.2 e sintetizada no gráfico da figura 6.35, foi desenvolvida para auxiliar na compreensão do funcionamento do gerador auto-excitado e para estabelecer parâmetros iniciais para lançar as simulações e, sob estes pontos de vista, ela é adequada. Desta metodologia, esperamos apenas obter valores aproximados.

Esperamos obter precisão nos resultados das simulações utilizando o método dos elementos finitos acoplado com as equações de circuitos e, neste aspecto das diferenças entre os valores máximos das correntes das fases, seus resultados são satisfatórios. Apesar das simetrias construtivas e operacionais desta máquina, este fenômeno também foi observado experimentalmente. Mesmo no funcionamento dos motores, observa-se estas diferenças porém, não são muito acentuadas. Não foi possível, até o presente momento, determinar as causas destas diferenças e, nenhuma das referências bibliográficas consultadas aborda diretamente este problema. Um dos caminhos possíveis a investigar, comparando-se os motores e os geradores auto-excitados, refere-se ao fato de que os primeiros são alimentados com fontes de tensão enquanto que os segundos é que geram a energia para a sua própria excitação.

As formas de onda das correntes apresentadas neste item, quando comparadas com as das figuras 6.7, 6.14 e 6.19, sugerem o efeito especular das correntes apresentado no item 4.2. Estas simulações não foram feitas com a finalidade de verificar este efeito, porém, os valores dos ângulos de controle utilizados atendem, aproximadamente, aos critérios apontados.

A figura 6.38 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente do diodo D1 e a figura 6.39 mostra as mesmas grandezas da chave T1. Estas grandezas dos demais diodos e chaves são semelhantes e os comentários feitos a este respeito no item 6.2.2 também se aplicam.

A figura 6.40 apresenta a tensão e a corrente no capacitor C2; a figura 6.41 apresenta a corrente e a potência no resistor de carga, cuja tensão é a mesma do capacitor; e a figura 6.42 apresenta o torque. Observa-se que estas formas de onda têm o triplo da freqüência das chaves, pelas mesmas razões apontadas no item 6.2.2.

As figuras 6.44 até 6.51 apresentam os resultados da simulação do gerador auto-excitado no modo operacional de pulso único, com ângulos fixos de condução, com tensão de barramento constante e com os seguintes valores atribuídos aos parâmetros indicados:

tensão inicial do barramento CC = 55,5 V

ângulo de início de condução = 11° antes do alinhamento dos pólos

ângulo de condução = 30°

resistência de carga = 37,8 Ω

velocidade = - 1000 rpm (sentido anti-horário)

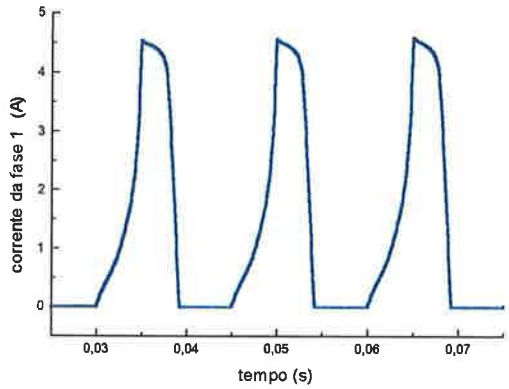


Fig.6.44 – Corrente da fase 1

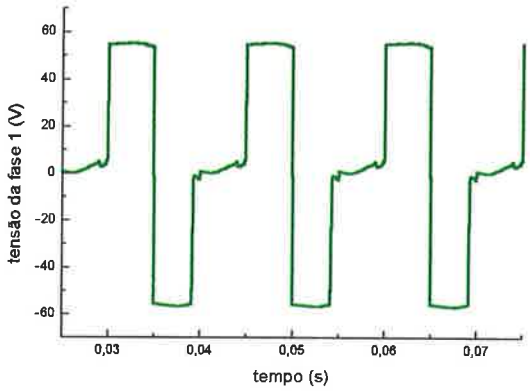


Fig.6.45 – Tensão da fase 1

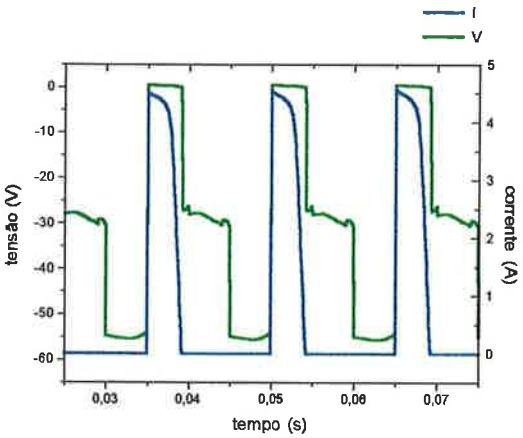


Fig.6.46 – Tensão e corrente do diodo D1

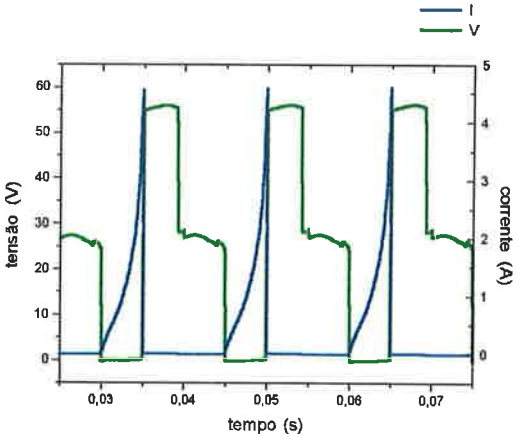


Fig.6.47 – Tensão e corrente da chave T1

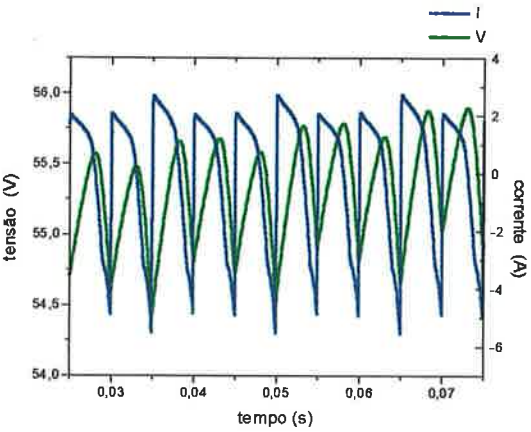


Fig.6.48 - Tensão e corrente do capacitor C2

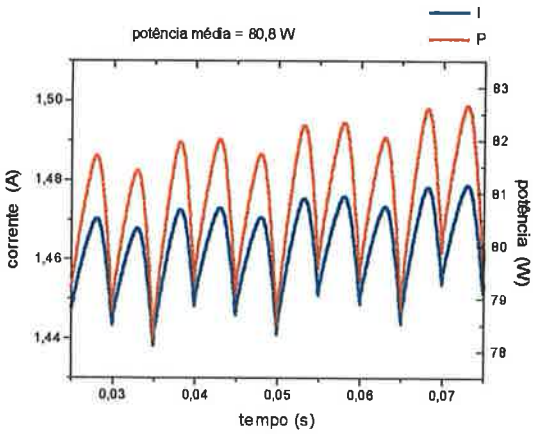


Fig.6.49 – Corrente e potência da resistência de carga

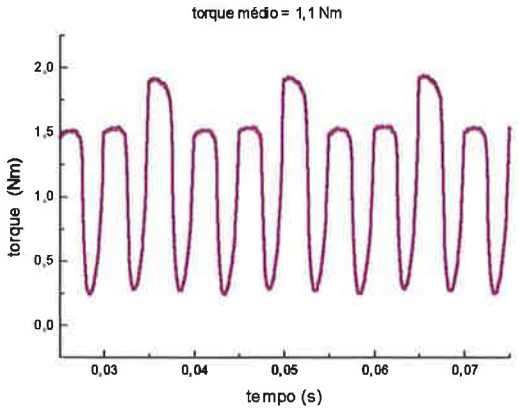


Fig.6.50 - Torque

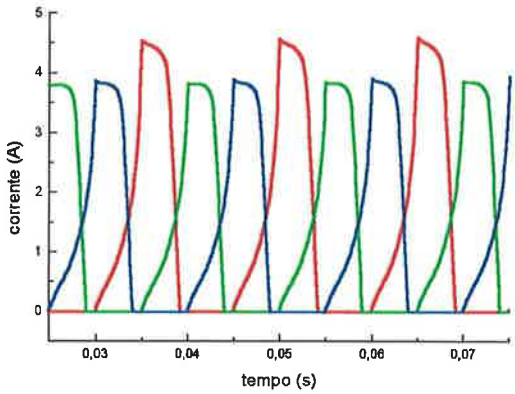


Fig.6.51 – Correntes das fases

As figuras 6.52 até 6.59 apresentam os resultados da simulação do gerador auto-excitado no modo operacional de pulso único, com ângulos fixos de condução, com tensão de barramento constante e com os seguintes valores atribuídos aos parâmetros indicados:

tensão inicial do barramento CC = 65 V

ângulo de início de condução = 9° antes do alinhamento dos pólos

ângulo de condução = 30°

resistência de carga = 37 Ω

velocidade = - 1200 rpm (sentido anti-horário)

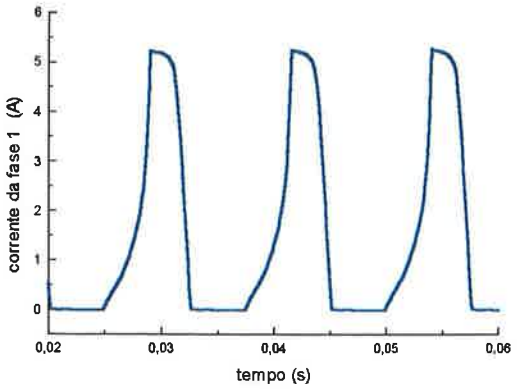


Fig.6.52 – Corrente da fase 1

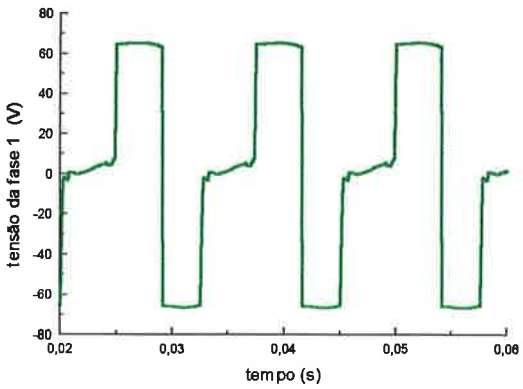


Fig.6.53 – Tensão da fase 1

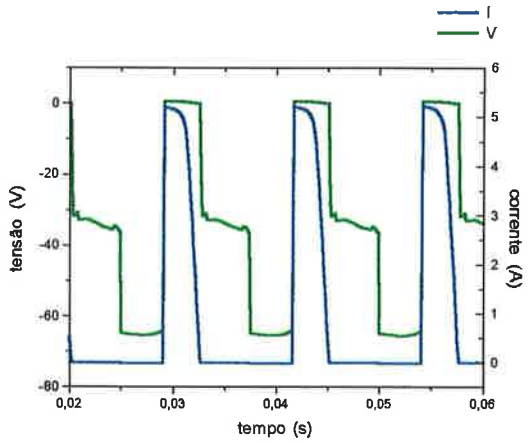


Fig.6.54 – Tensão e corrente do diodo D1

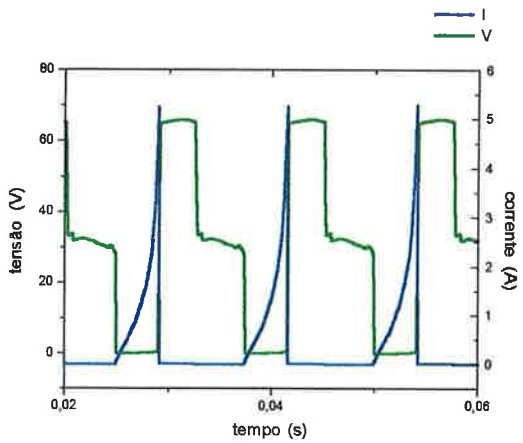


Fig.6.55 – Tensão e corrente da chave T1

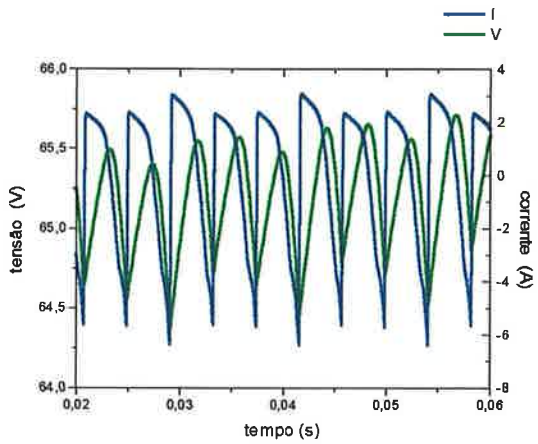


Fig.6.56 Tensão e corrente do capacitor C2

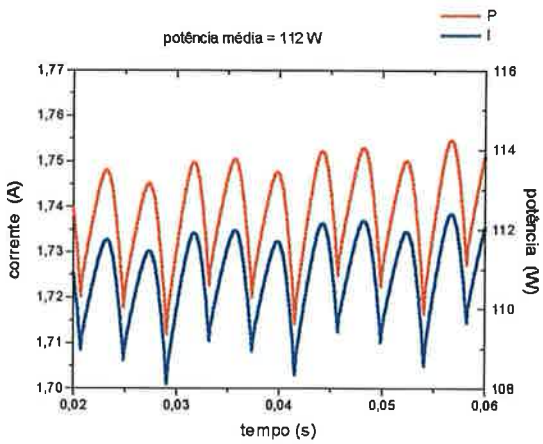


Fig.6.57 – Corrente e potência da resistência de carga

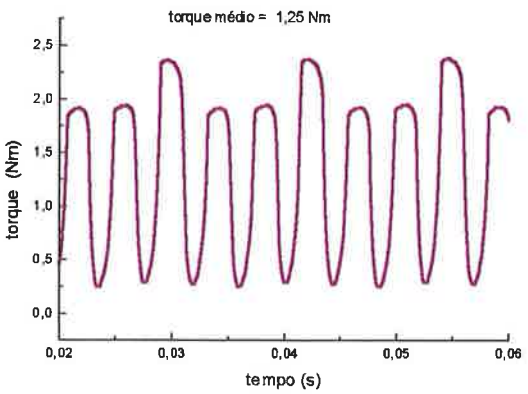


Fig.6.58 - Torque

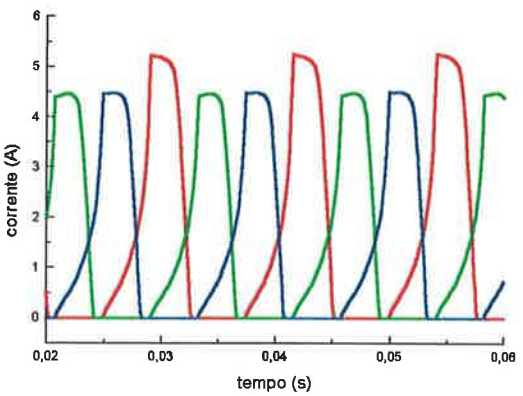


Fig.6.59 – Correntes das fases

As figuras 6.60 até 6.67 apresentam os resultados da simulação do gerador auto-excitado no modo operacional de pulso único, com ângulos fixos de condução, com tensão de barramento constante e com os seguintes valores atribuídos aos parâmetros indicados:

tensão inicial do barramento CC = 84 V

ângulo de início de condução = 8° antes do alinhamento dos pólos

ângulo de condução = 30°

resistência de carga = 41 Ω

velocidade = - 1550 rpm (sentido anti-horário)

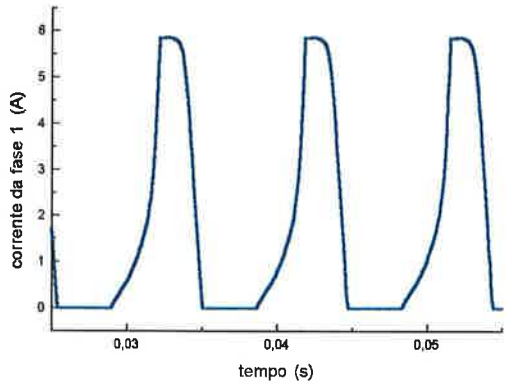


Fig.6.60 – Corrente da fase 1

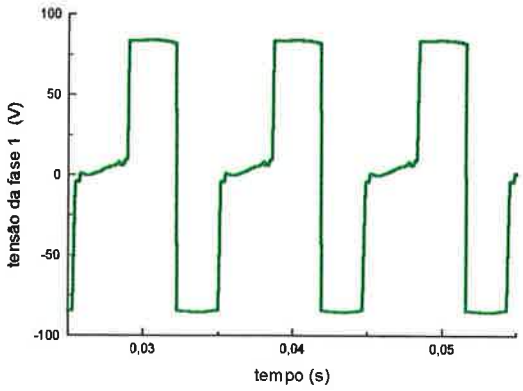


Fig.6.61 – Tensão da fase 1

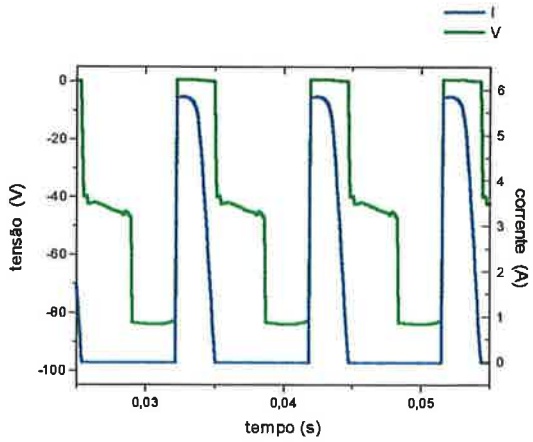


Fig.6.62 – Tensão e corrente do diodo D1

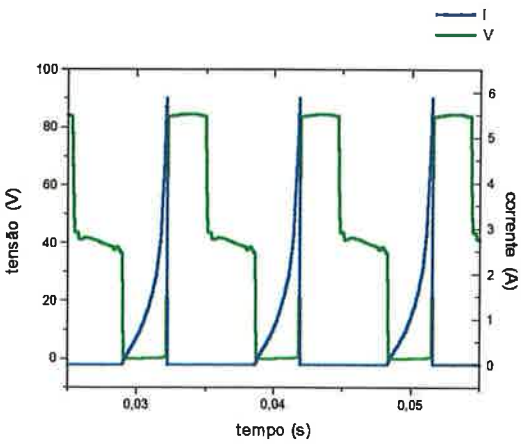


Fig.6.63 – Tensão e corrente da chave T1

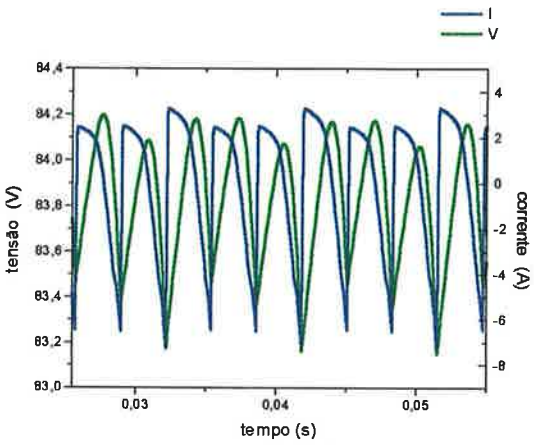


Fig.6.64 Tensão e corrente do capacitor C2

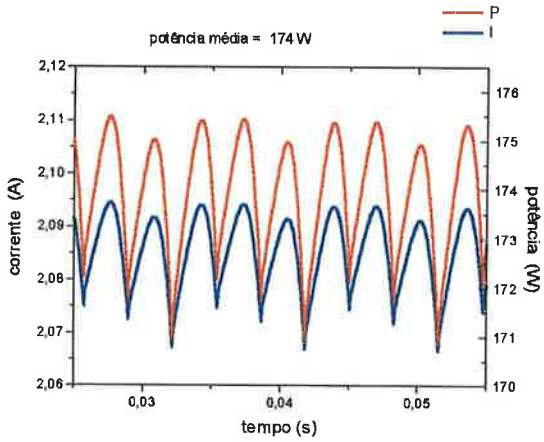


Fig.6.65 – Corrente e potência da resistência de carga

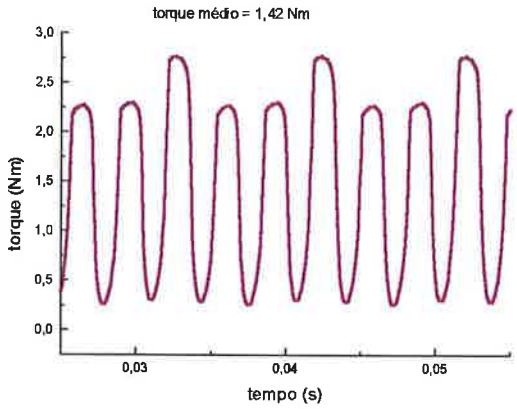


Fig.6.66 - Torque

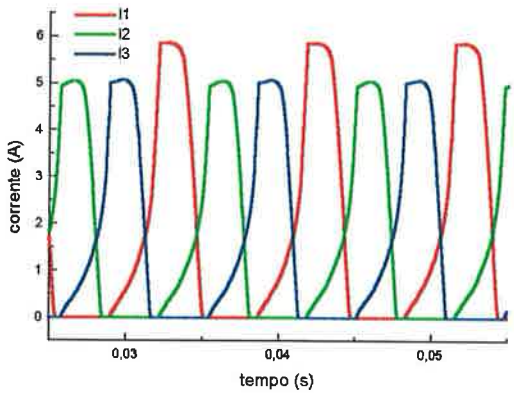


Fig.6.67 – Correntes das fases

As figuras 6.68 até 6.75 apresentam os resultados da simulação do gerador auto-excitado no modo operacional de pulso único, com ângulos fixos de condução, com tensão de barramento constante e com os seguintes valores atribuídos aos parâmetros indicados:

tensão inicial do barramento CC = 75 V

ângulo de início de condução = 10° antes do alinhamento dos pólos

ângulo de condução = 30°

resistência de carga = 40 Ω

velocidade = - 1000 rpm (sentido anti-horário)

Esta simulação e a próxima se destinam à verificação da possibilidade da manutenção da tensão do barramento CC com a variação da velocidade. Isto é equivalente a percorrer uma das curvas apresentadas na figura 6.35 para a tensão de 75 V.

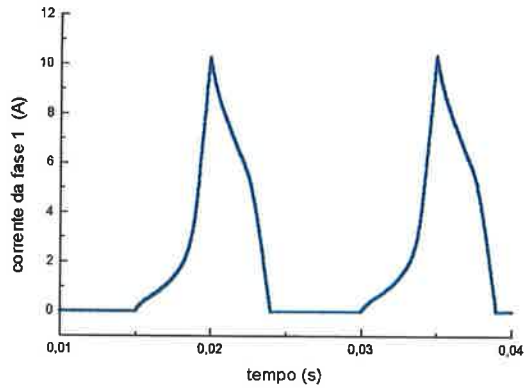


Fig.6.68 – Corrente da fase 1

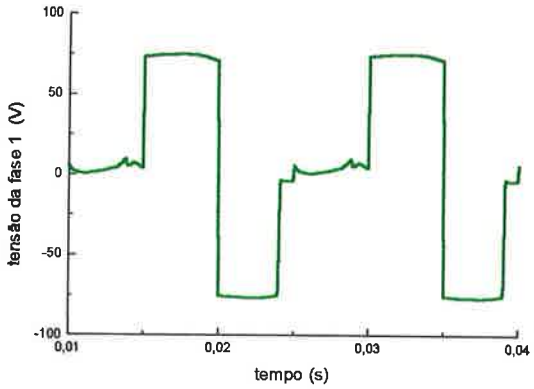


Fig.6.69 – Tensão da fase 1

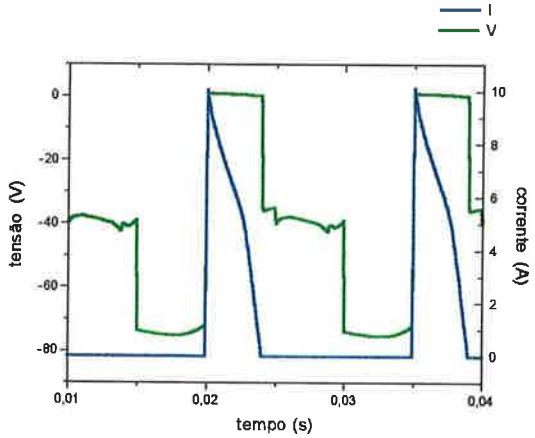


Fig.6.70 – Tensão e corrente do diodo D1

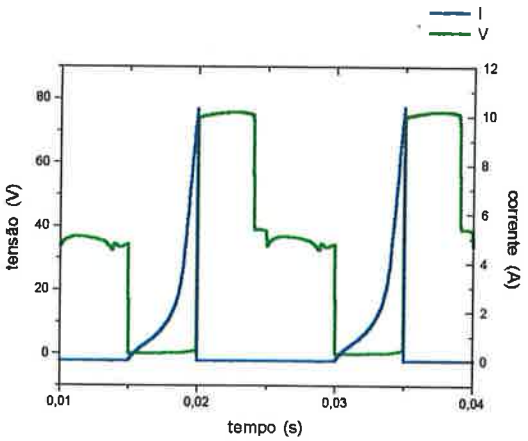


Fig.6.71 – Tensão e corrente da chave T1

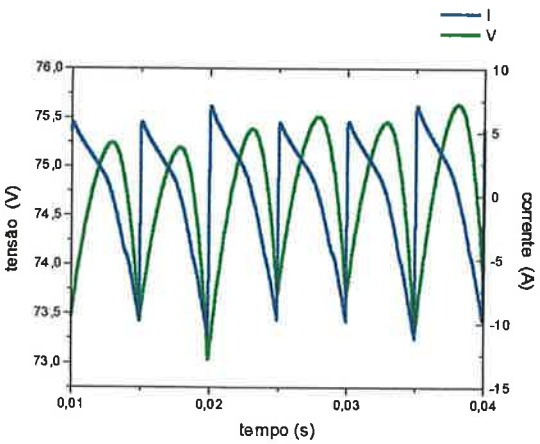


Fig.6.72 - Tensão e corrente do capacitor C2

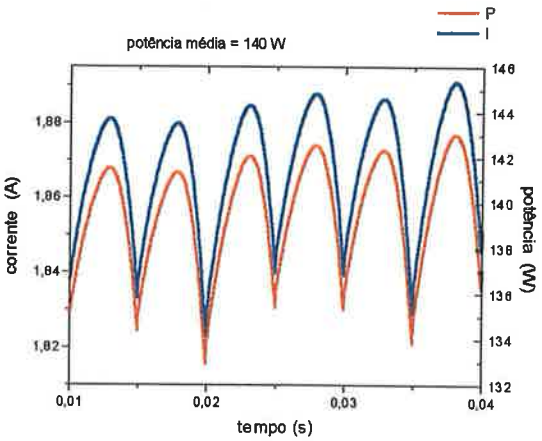


Fig.6.73 – Corrente e potência da resistência de carga

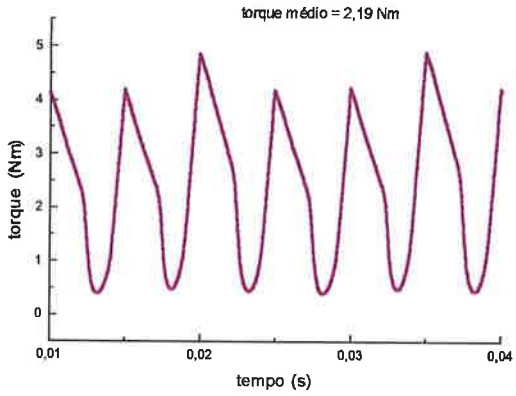


Fig.6.74 - Torque

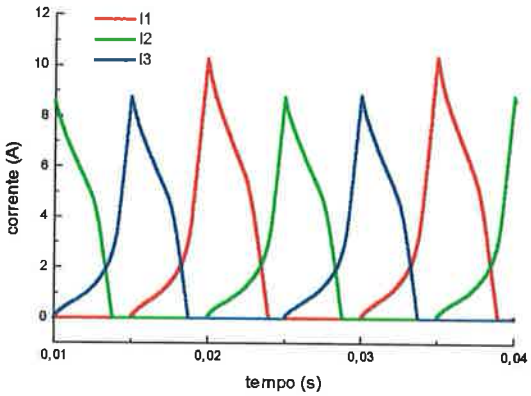


Fig.6.75 – Correntes das fases

As figuras 6.76 até 6.83 apresentam os resultados da simulação do gerador auto-excitado no modo operacional de pulso único, com ângulos fixos de condução, com tensão de barramento constante e com os seguintes valores atribuídos aos parâmetros indicados:

tensão inicial do barramento CC = 75 V

ângulo de início de condução = 5° antes do alinhamento dos pólos

ângulo de condução = 30°

resistência de carga = 40 Ω

velocidade = - 1800 rpm (sentido anti-horário)

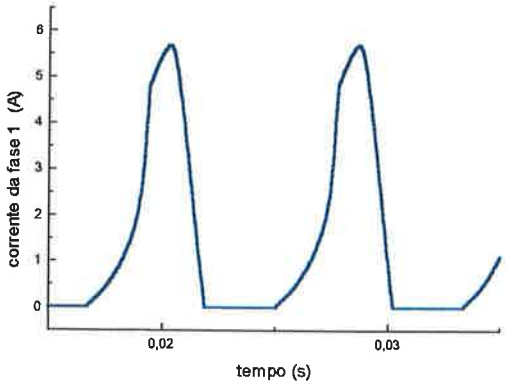


Fig.6.76 – Corrente da fase 1

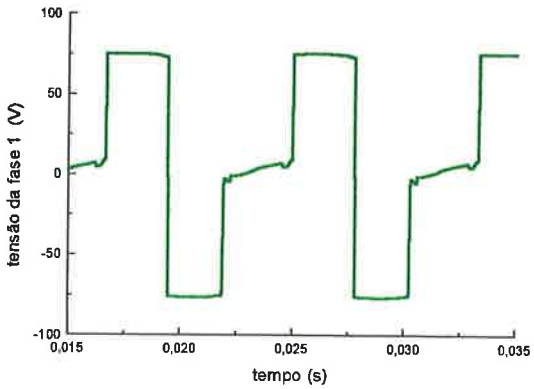


Fig.6.77 – Tensão da fase 1

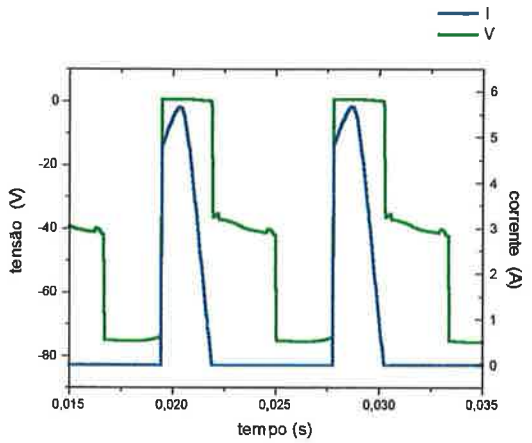


Fig.6.78 – Tensão e corrente do diodo D1

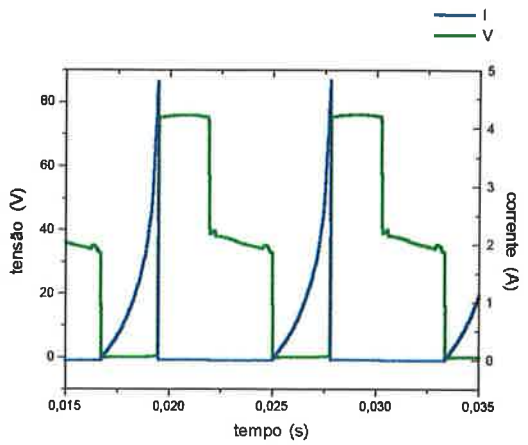


Fig.6.79 – Tensão e corrente da chave T1

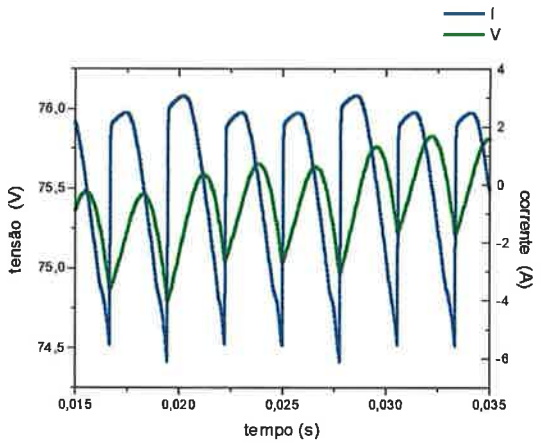


Fig.6.80 Tensão e corrente do capacitor C2

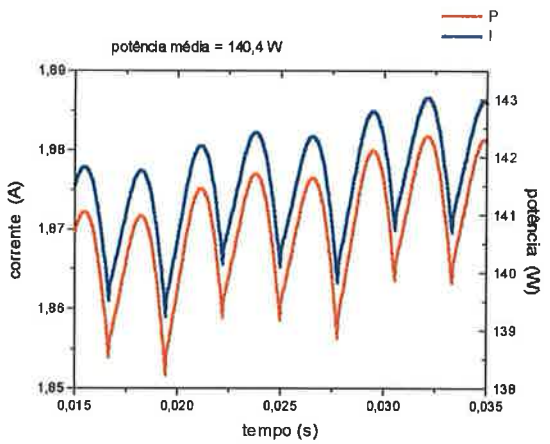


Fig.6.81 – Corrente e potência da resistência de carga

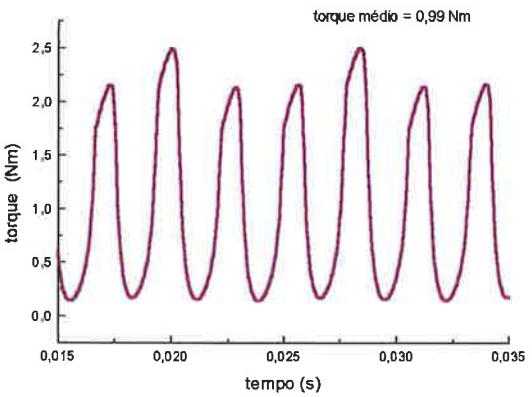


Fig.6.82 - Torque

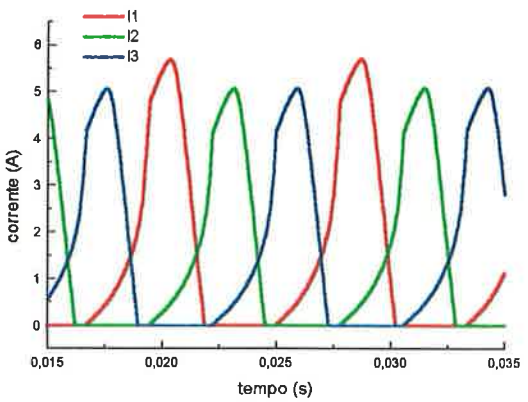


Fig.6.83 – Correntes das fases

6.3.4 Simulações de transitórios

Referindo-se aos aspectos da tensão do barramento abordados no item 4.3, estas simulações foram realizadas para verificar o comportamento do gerador, quando submetido a transitórios. Assim, foram realizadas duas simulações, uma para simular a abertura do circuito de carga e a outra para simular a ocorrência de curtos-circuitos. Ambas partiram de uma situação de carga em regime permanente e os eventos ocorrem num instante de início da condução das chaves de potência da fase 1.

As figuras 6.84 até 6.89 apresentam os resultados da simulação do gerador auto-excitado no modo operacional de pulso único, com ângulos fixos de condução, com tensão de barramento constante antes da ocorrência da abertura do circuito de carga e com os seguintes valores atribuídos aos parâmetros indicados:

tensão inicial do barramento CC = 75 V

ângulo de início de condução = 10° antes do alinhamento dos pólos

ângulo de condução = 30°

resistência de carga = 40 Ω (antes da abertura)

velocidade = - 1400 rpm (sentido anti-horário)

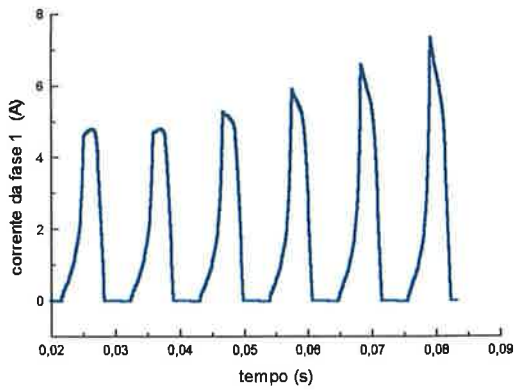


Fig.6.84 – Corrente da fase 1

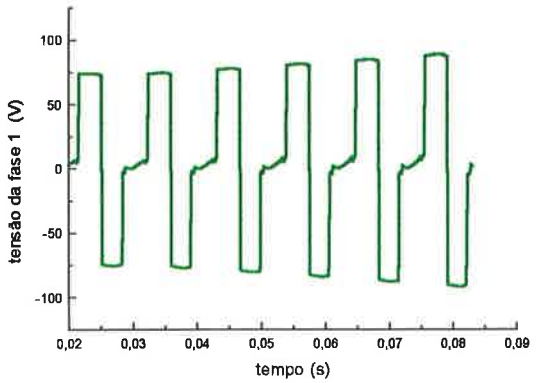


Fig.6.85 – Tensão da fase 1

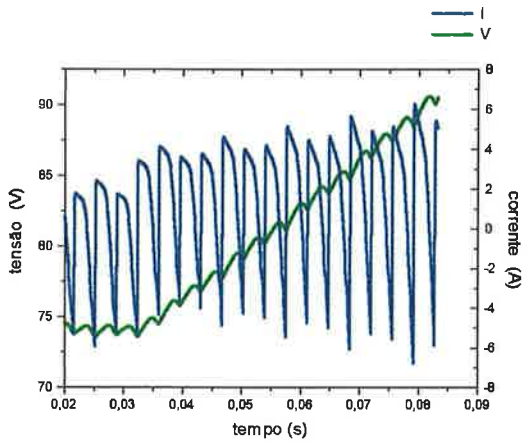


Fig.6.86 Tensão e corrente do capacitor C2

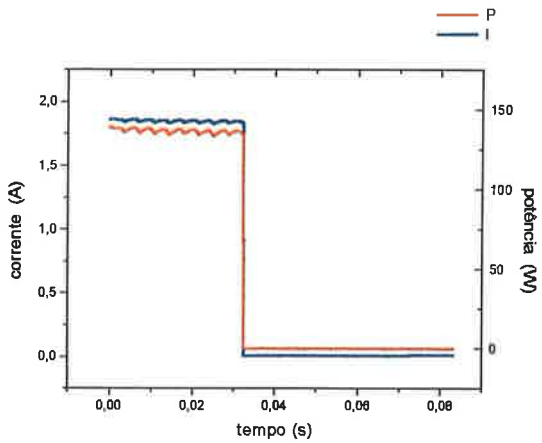


Fig.6.87 – Corrente e potência da resistência de carga

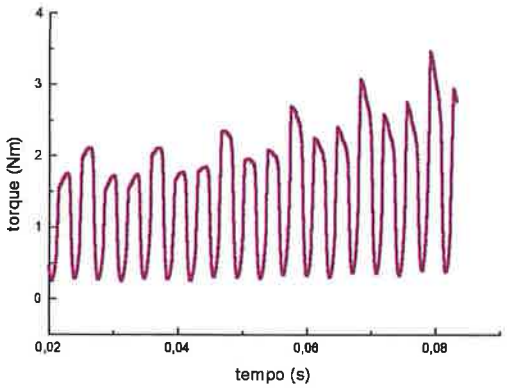


Fig.6.88 - Torque

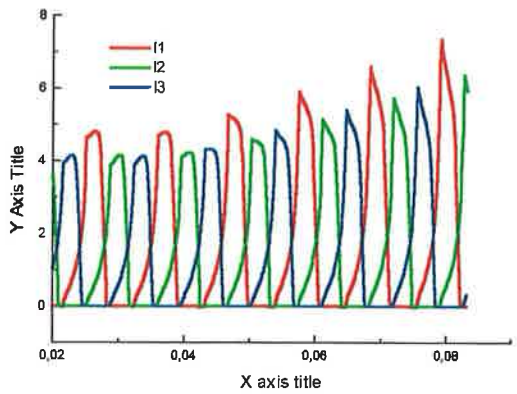


Fig.6.89 – Correntes das fases

As figuras 6.90 até 6.97 apresentam os resultados da simulação do gerador auto-excitado no modo operacional de pulso único, com ângulos fixos de condução, com tensão de barramento constante antes da ocorrência do curto-circuito e com os seguintes valores atribuídos aos parâmetros indicados:

tensão inicial do barramento CC = 75 V

ângulo de início de condução = 10° antes do alinhamento dos pólos

ângulo de condução = 30°

resistência de carga = 40 Ω (antes do curto-circuito)

velocidade = - 1400 rpm (sentido anti-horário)

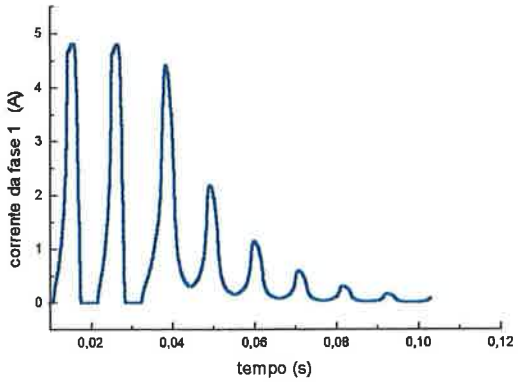


Fig.6.90 – Corrente da fase 1

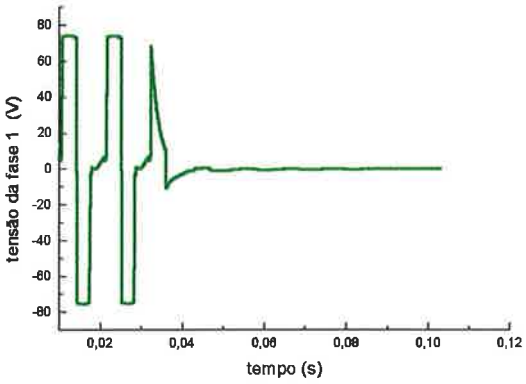


Fig.6.91 – Tensão da fase 1

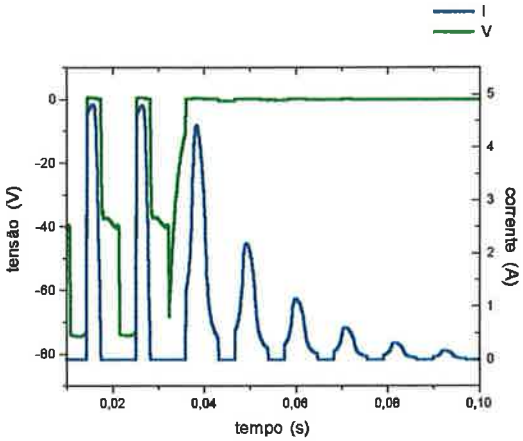


Fig.6.92 – Tensão e corrente do diodo D1

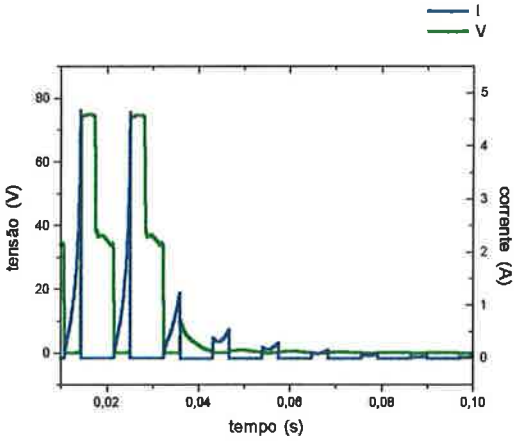


Fig.6.93 – Tensão e corrente da chave T1

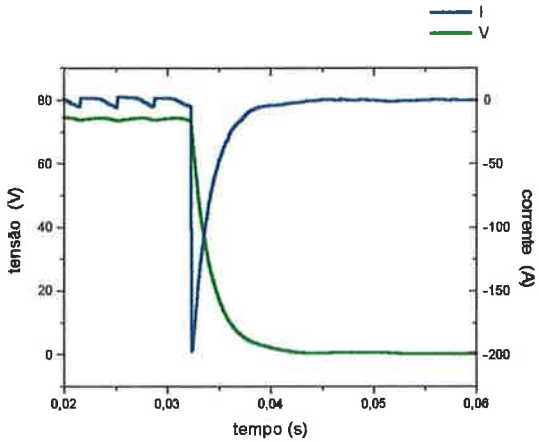


Fig.6.94 Tensão e corrente do capacitor C2

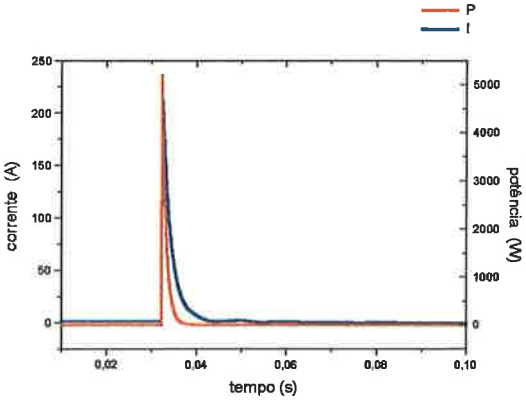


Fig.6.95 – Corrente e potência da resistência usada para simular o curto-circuito

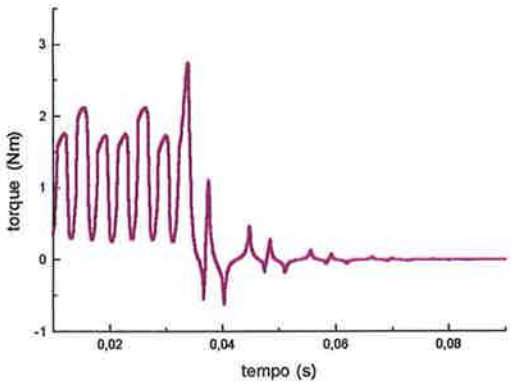


Fig.6.96 - Torque

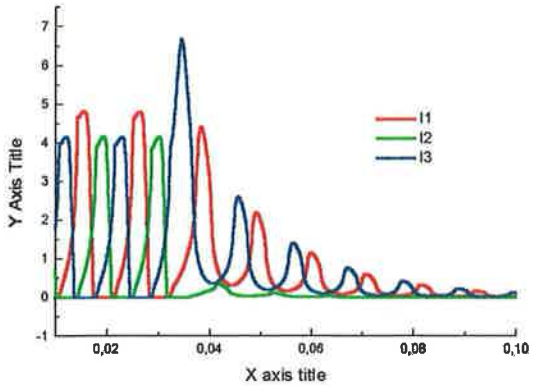


Fig.6.97 – Correntes das fases

7. DISCUSSÃO GERAL E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

7.1 Análise da metodologia

Entre os objetivos iniciais deste trabalho, encontram-se a consolidação da experiência com os geradores e motores de relutância chaveados, enfatizando suas características construtivas, operacionais e diversos aspectos que orientam o projeto da máquina elétrica, do seu conversor associado e do sistema de controle. As referências[01, 41, 66, 67, 75-78] esclarecem e complementam diversos aspectos aqui expostos. A abordagem do funcionamento desta máquina como gerador elétrico constitui uma novidade no nosso país e, podemos considerar, que a metodologia desenvolvida neste trabalho efetivamente contribui para futuras implementações deste tipo de equipamento nas mais diversas aplicações.

A metodologia desenvolvida compreende, basicamente, as seguintes etapas:

a) dimensionamento preliminar com métodos analíticos convencionais e a obtenção de diversas soluções que atendem aos requisitos especificados;

b) refinamento das soluções obtidas inicialmente com simulações magnetostáticas e a seleção daquelas que melhor atendem aos requisitos;

c) simulações do comportamento dinâmico, em regime permanente e em transitórios, das soluções de projeto selecionadas na alínea anterior, incluindo a análise do funcionamento integrado da máquina com o seu conversor associado; e

d) análise segundo critérios complementares para a escolha final, tais como, custos, requisitos de fabricação, etc.

Conforme vimos, o desenvolvimento dos mais modernos tipos de máquinas elétricas é, praticamente, viabilizado com abordagens

estruturalmente semelhantes à utilizada neste trabalho. No caso das máquinas de relutância variável com pólos duplamente salientes, este tipo de abordagem é quase obrigatória para possibilitar um desenvolvimento com custos competivos, minimizando a quantidade de trabalhos experimentais com protótipos.

Um dos aspectos fundamentais a serem atendidos para a viabilização destes projetos, refere-se à disponibilidade de meios para simular o comportamento dinâmico dos dimensionamentos iniciais, considerados viáveis, obtidos através de métodos analíticos convencionais. Miller[03, 42, 56-58] cita que a maioria dos métodos de simulação disponíveis calculam apenas as grandezas de uma fase, ignorando completamente os efeitos dos acoplamentos mútuos entre fases. Nestas simulações, a partir do conhecimento das curvas de fluxo concatenado versus corrente para várias posições angulares, a equação da tensão nos terminais é integrada para obter as formas de onda da corrente de fase e os correspondentes valores instantâneos de fluxo concatenado. Com estes resultados, determina-se a curva ψ x i, conforme a figura 3.10, para a obtenção do torque médio. Assume-se que as demais fases têm um comportamento igual ao da fase simulada e as grandezas em função do tempo podem ser obtidas fazendo-se deslocamentos adequados, considerando-se as posições relativas dos eixos das fases. Nestes métodos, também podem ser desenvolvidas equações para o cálculo do torque instantâneo.

Para o caso das simulações de motores com dimensões radiais das coroas do estator e do rotor suficientes para minimizar a saturação nestas partes e as indutâncias mútuas, estes tipos de simulações são adequados. Pode-se observar nos resultados da simulação apresentados nas figuras 6.13 e 6.14 algumas diferenças entre as correntes das fases, o que ilustra as limitações destes tipos de métodos.

Certamente, as simulações do gerador auto-excitado apresentadas no item 6.3 e os resultados experimentais obtidos, mostram que não se pode assumir a igualdade entre as grandezas das fases para este tipo de equipamento. Destacamos também a idéia de que estas diferenças entre fases podem ser devidas à saturação das coroas ou às mútuas-indutâncias. Estes fatos são mostrados nas figuras dos itens citados e também nas próximas figuras 7.1 até 7.8. As figuras 7.15 até 7.23, que mostram as correntes de duas fases obtidas experimentalmente, também ilustram estas idéias. Isto mostra que, nestes casos, os métodos citados acima têm uma utilidade limitada. Nestes aspectos, o método dos elementos finitos acoplado com as equações de circuitos elétricos se apresenta como uma poderosa ferramenta de projeto, tendo em vista que ele considera também todos estes aspectos citados.

As figuras 7.1 até 7.4 foram extraídas da simulação apresentada pelas figuras 6.36 até 6.43; as figuras 7.5 e 7.6 foram extraídas da simulação apresentada pelas figuras 6.68 até 6.75; e as figuras 7.7 e 7.8 foram extraídas da simulação apresentada pelas figuras 6.76 até 6.83. Não apresentamos as figuras correspondentes à fase 3, porque elas são praticamente iguais às da fase 2. A área da figura 7.1 usada para o cálculo do torque médio é 1,28 vezes maior do que a área da figura 7.2. Esta comparação entre as figuras 7.5 e 7.6 e entre as figuras 7.7 e 7.8, resultam nos valores 1,25 e 1,24, respectivamente.

Os valores dos torques médios de cada uma destas simulações, mostrados nas figuras 6.42, 6.74 e 6.82, foram calculados pelo programa FLUX2D e correspondem aos valores médios das formas de onda apresentadas. Pudemos verificar que os mesmos valores médios são obtidos se calcularmos a média aritmética dos torques obtidos através da equação (15), para cada uma das fases da máquina. Se o torque médio fosse calculado apenas com os valores da fase 1, ele seria mais elevado do que é na realidade.

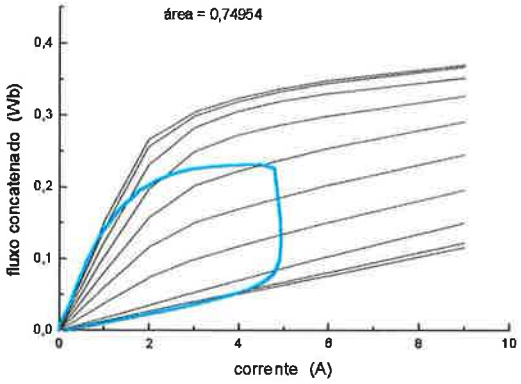


Fig. 7.1 – Fase 1: fluxo concatenado versus corrente, n = 1400 rpm

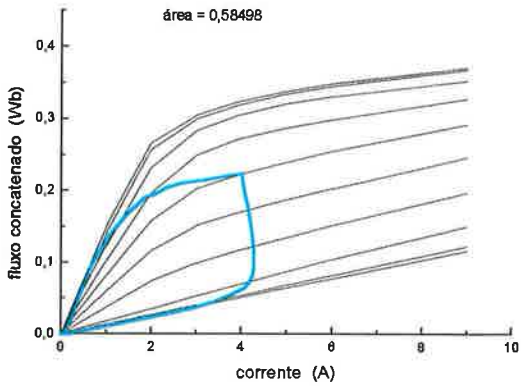


Fig. 7.2 – Fase 2: fluxo concatenado versus corrente, n =1400 rpm

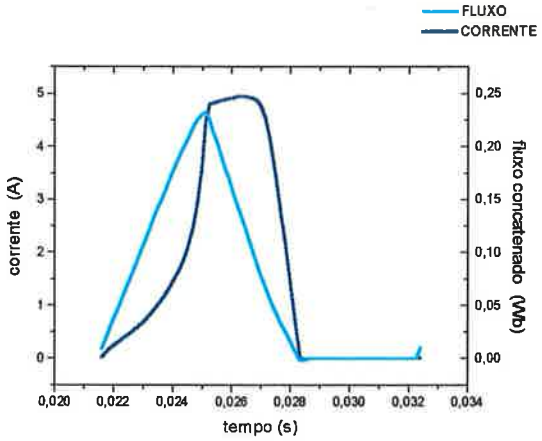


Fig. 7.3 - Fase 1:fluxo concatenado e corrente versus tempo, n = 1400 rpm

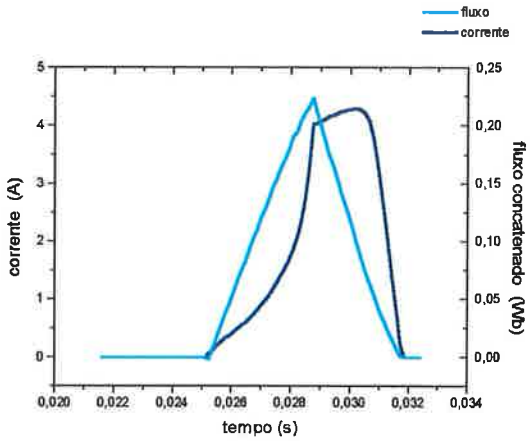


Fig. 7.4 - Fase 2: fluxo concatenado e corrente versus tempo, n = 1400 rpm

Apresentamos na tabela 7.1 uma síntese destes resultados. A segunda coluna apresenta o torque médio calculado com a equação (15) correspondente à figura indicada. A quarta coluna apresenta o torque calculado pelo programa FLUX2D e indicado na figura correspondente. Na última coluna, são apresentadas as relações entre os torques apresentados na tabela.

Tabela 7.1 – Comparações entre valores dos torques

Torque médio calculado pela área da figura indicada		Torque médio calculado pelo programa FLUX2D		Relações entre as colunas 2 e 4
Figura	(Nm)	Figura	(Nm)	
7.1	1,43	6.42	1,17	1,22
7.5	2,75	6.74	2,19	1,26
7.7	1,19	6.82	0,99	1,20

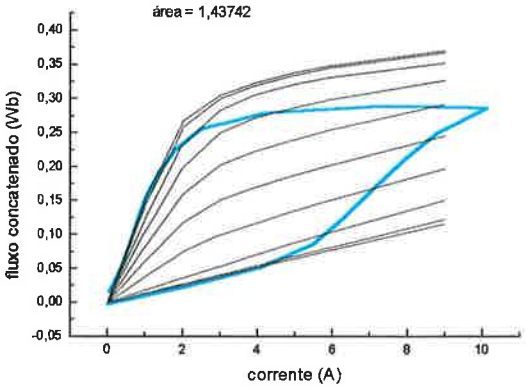


Fig. 7.5 – Fase 1: fluxo concatenado versus corrente, n = 1000 rpm

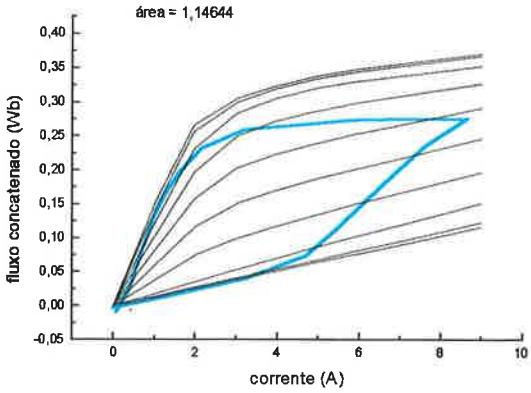


Fig. 7.6 – Fase 2: fluxo concatenado versus corrente, n = 1000 rpm

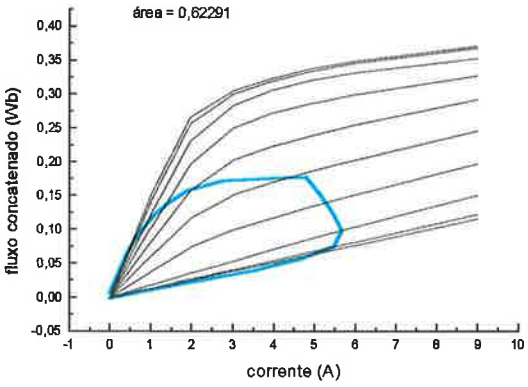


Fig. 7.7 – Fase 1: fluxo concatenado versus corrente, n = 1800 rpm

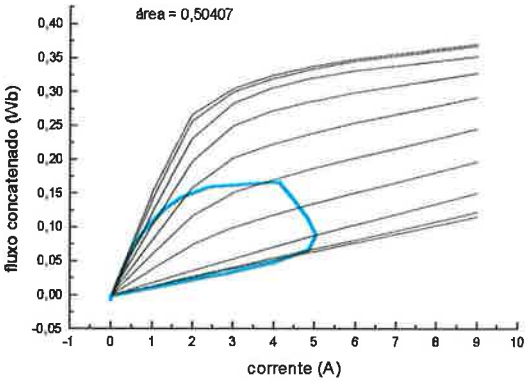


Fig. 7.8 – Fase 2: fluxo concatenado versus corrente, n = 1800 rpm

Através da análise da tabela 7.1 verifica-se que o torque calculado apenas com uma fase, da maneira explicada acima, resulta acima de 20 % do torque médio calculado com o programa FLUX2D. Este é um dos aspectos que também ilustram as vantagens da utilização do método adotado neste trabalho para conduzir as simulações. Uma outra vantagem é a possibilidade da obtenção das formas de onda do torque em função do tempo, oferecendo os meios para estudar as soluções dos projetos que resultam num menor nível de ruídos e de vibrações provocados pelas ondulações do torque.

As figuras 7.3 e 7.4 foram incluídas para ilustrar a afirmação de que o fluxo concatenado atinge o valor máximo no instante da abertura das chaves

de potência e que, consequentemente, os tempos de excitação e de geração são iguais.

Uma das principais dificuldades encontradas para a definição das condições das simulações e, consequentemente, a definição dos critérios para a análise dos resultados reside justamente no aspecto da instabilidade da tensão do barramento CC do gerador auto-excitado. Obtendo-se os resultados de uma simulação, o problema é saber definir, quando resultam variações significativas da tensão do barramento, se isto é devido a uma escolha inadequada do passo de tempo, ou se este é um resultado correto, aumentando ou diminuindo a tensão, em função do ângulo de início de condução adotado. Já citamos, no capítulo 6, figura 6.34, que são necessários pelo menos 40 passos de tempo para cada 30° de deslocamento do rotor para que os resultados sejam satisfatórios sob este ponto de vista.

As figuras 7.9 até 7.12 foram incluídas para ilustrar estas idéias. As figuras 7.9 e 7.10 foram obtidas numa simulação em condições iguais à das figuras 6.36 até 6.43, com exceção do ângulo de início de condução que, neste caso é de 11°, coerente com a tendência de diminuição da tensão do barramento. As figuras 7.11 e 7.12 ilustram uma simulação em condições iguais à das figuras 6.44 até 6.51, com exceção do ângulo de início de condução, que neste caso é de 10°, coerente com a tendência de aumento da tensão.

Nas simulações verifica-se que quando a tensão do barramento se estabiliza, é estabelecido um equilíbrio entre a potência mecânica fornecida e a somatória das potências consumidas pela resistência de carga e pelos demais resistores do modelo de circuito; se ocorre um aumento da tensão, verifica-se que a potência mecânica fornecida, é maior do que a consumida, provocando um aumento da energia armazenada nos capacitores; se ocorre uma

diminuição da tensão, verifica-se que a potência mecânica fornecida, é menor do que a consumida, provocando a descarga dos capacitores.

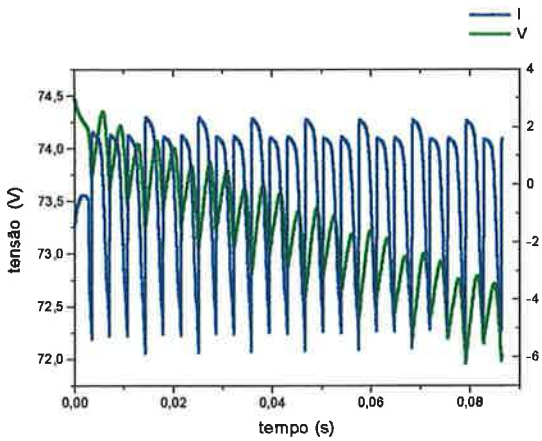


Fig. 7.9 – Tensão e corrente do capacitor C2: n = 1400 rpm, $\theta_i = 11^o$

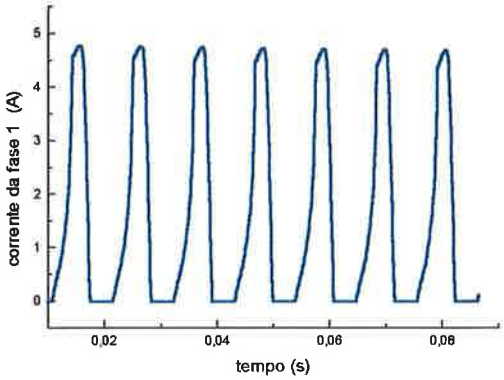


Fig. 7.10 – Corrente da fase 1: n = 1400 rpm, $\theta_i = 11^o$

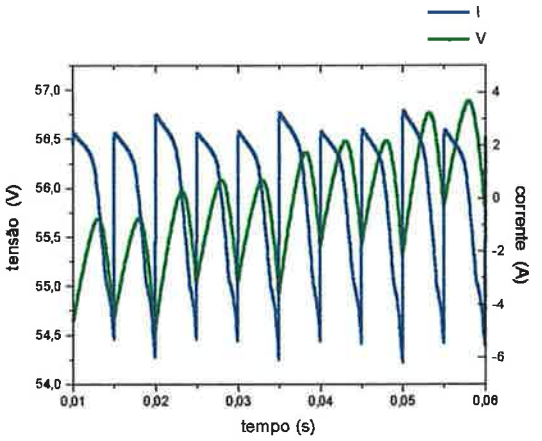


Fig. 7.11 – Tensão e corrente do capacitor C2: n = 1000 rpm, $\theta_i = 10^o$

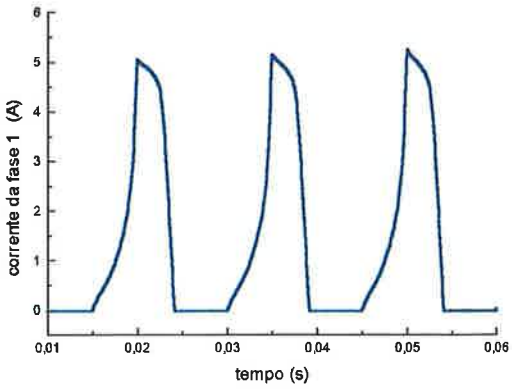


Fig. 7.12 – Corrente da fase 1: n = 1000 rpm, $\theta_i = 10^o$

A figura 7.13 foi incluída para ilustrar o fato de que o atraso do ângulo de início de condução, θ_i, até o limite da posição de alinhamento dos pólos, provoca o aumento do valor de pico atingido pela corrente, mantendo-se constantes o ângulo θ_c, a tensão do barramento e a velocidade. Na figura, estão indicados os ângulos de condução correspondentes às correntes obtidas através de simulação. Estes resultados também ilustram a utilidade deste método de simulação para o estudo da influência dos parâmetros de controle.

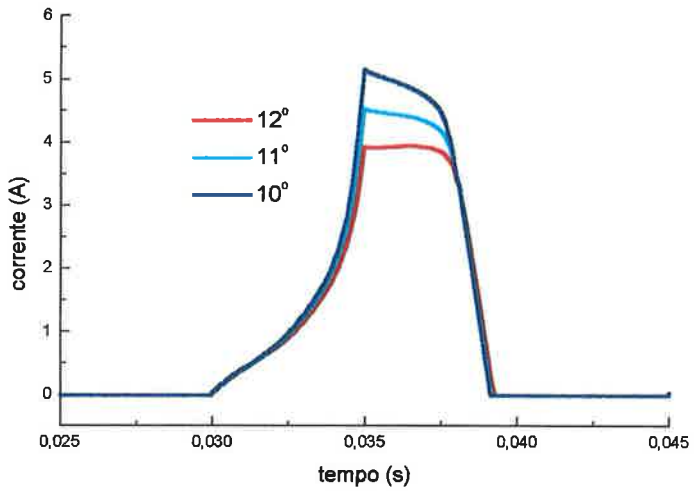


Fig. 7.13 – Correntes obtidas em função de θ_i: n = 1000 rpm, V_{cc} = 55,5 V, θ_c = 30°

Prosseguindo com os comentários dos aspectos relacionados à instabilidade da tensão do barramento CC do gerador auto-excitado e com ângulos fixos de condução, apresentamos a figura 6.14 para ilustrar a adequação do método, delineado no tópico 6.3.2, para a escolha das condições operacionais a serem simuladas.

Esta figura foi elaborada a partir da figura 6.35 e nela foram inseridos alguns pontos obtidos nas simulações. Para referência também estão apresentados os gráficos de torque versus velocidade, calculados no tópico citado, para a tensão de barramento de 75 V, para as características de torque inversamente proporcional ao quadrado da velocidade, torque inversamente proporcional à velocidade e a característica de torque constante com a velocidade. As coordenadas indicadas por um triângulo vermelho correspondem às simulações em regime permanente apresentadas no item 6.3. Este resultado também mostra a adequação do método dos elementos finitos acoplado com as equações de circuitos para orientar o refinamento do projeto da máquina e para gerar os subsídios para o projeto do conversor eletrônico e do sistema de controle.

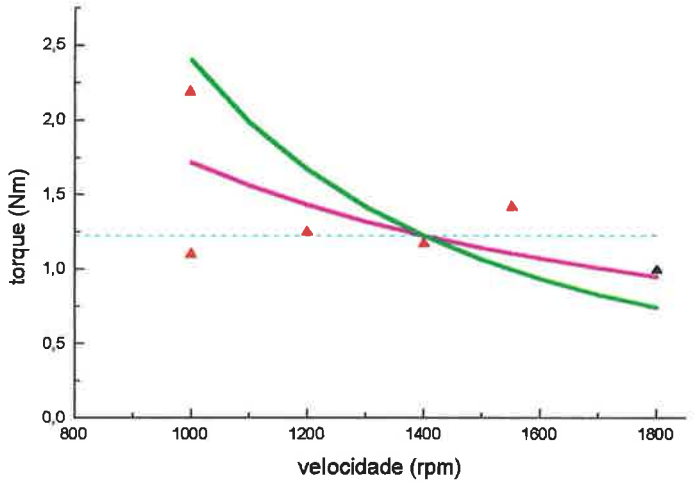


Fig. 7.14 – Características de torque versus velocidade e resultados das simulações

7.2 Resultados experimentais

Com a finalidade de prosseguir com a discussão relacionada à metodologia adotada neste trabalho, passaremos a apresentar os resultados experimentais obtidos. Os recursos disponíveis para a realização dos ensaios limitaram as possibilidades para uma melhor exploração dos aspectos operacionais e no oferecimento de condições mais adequadas para as comparações com os resultados das simulações.

O conversor disponível, com a configuração da figura 4.2, somente permite a operação com ângulos de condução de 30°. Ele não dispõe de malhas fechadas de controle e o ajuste do ângulo de início de condução é feito manualmente. Apesar disto, foi possível o estabelecimento de diversas condições operacionais suficientemente estáveis para a aquisição das grandezas. Observamos que, quando as condições operacionais se estabilizam, estas condições são mantidas por tempo indeterminado. No entanto, em conformidade com os aspectos apresentados no item 4.3, pequenas alterações na resistência de carga, ou no ângulo de início de condução, provocavam a instabilidade da tensão gerada, resultando na tendência do seu aumento ou na sua diminuição.

Tivemos a oportunidade de constatar, acidentalmente, a ocorrência da elevação descontrolada da tensão do barramento, provocada pela retirada acidental da resistência de carga. A tensão aumentou rapidamente e provocou a queima dos dispositivos de potência de uma das fases. Este tipo de ocorrência pode resultar na destruição do conversor eletrônico, ou na queima dos enrolamentos, pois, a corrente também aumenta rapidamente.

Para o início do processo de geração, a máquina é acionada na velocidade desejada e a fonte de tensão CC em série com um diodo fornece a corrente para iniciar o processo. Quando o valor da tensão do barramento supera a tensão da fonte, o diodo bloqueia a corrente. Eventualmente, é

possível excitar a máquina com a indução remanente e a disponibilidade de uma fonte auxiliar é obrigatória para se poder garantir o funcionamento.

As figuras 7.15 até 7.17 apresentam os resultados experimentais obtidos nas condições operacionais apresentadas a seguir. Estas condições são semelhantes às condições das simulações apresentadas pelas figuras 6.36 até 6.45. O gerador auto-excitado opera no modo de pulso único, com ângulos fixos de condução, tensão do barramento e velocidade constantes, e com os seguintes valores atribuídos aos parâmetros indicados:

tensão média do barramento = 74 V
ângulo de início de condução = 10° (aproximadamente)
ângulo de condução = 30°
resistência da carga = 41 Ω
velocidade = 1370 rpm

Nas figuras apresentadas, a cada 100 mV da forma de onda da corrente, corresponde a 1 A.

Os recursos laboratoriais disponíveis somente permitem o estabelecimento de condições experimentais aproximadamente iguais às simuladas. Os recursos disponíveis também não permitem a medição do conjugado fornecido pelo motor.

Ressalvando-se estas limitações, elaboramos a tabela 7.2 para destacar alguns resultados experimentais e para compará-los com os resultados das simulações.

Destacam-se os seguintes aspectos:

a) na tabela, a potência consumida pela carga durante o ensaio foi determinada com o valor médio da tensão do barramento e o valor da resistência de carga; a potência da simulação representa o valor médio da forma de onda obtida com o programa;

b) a somatória das perdas joule, em ambos os casos, foi calculada usando-se o valor da resistência ôhmica por fase e o valor eficaz da corrente de cada fase;

c) o programa, conforme comentado anteriormente, quando ocorre a estabilidade da tensão simulada, considera que a potência mecânica fornecida se iguala à soma das perdas joule no circuito e da potência dissipada pela carga; de maneira semelhante, calculamos a potência mecânica indicada para o ensaio, desconsiderando as demais perdas;

d) no ensaio, o torque médio foi calculado a partir da potência mecânica e da velocidade; na simulação o torque médio apresentado, corresponde ao valor médio obtido a partir da forma de onda resultante.

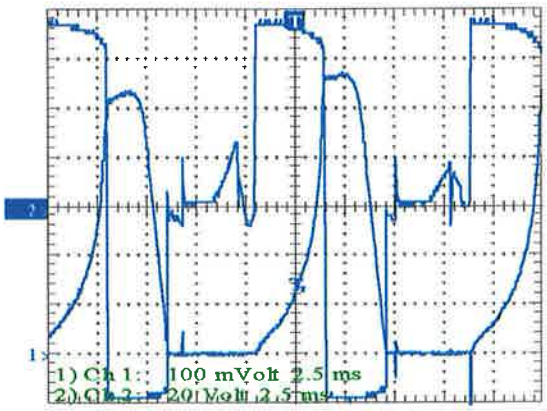


Fig. 7.15 - Fase 1: corrente (ch1) e tensão (ch2)

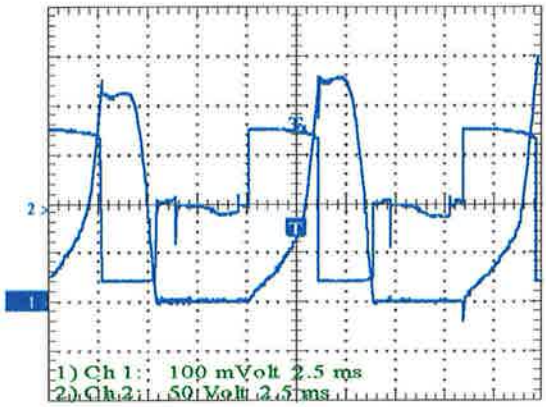


Fig. 7.16 – Fase 2: corrente (ch1) e tensão (ch2)

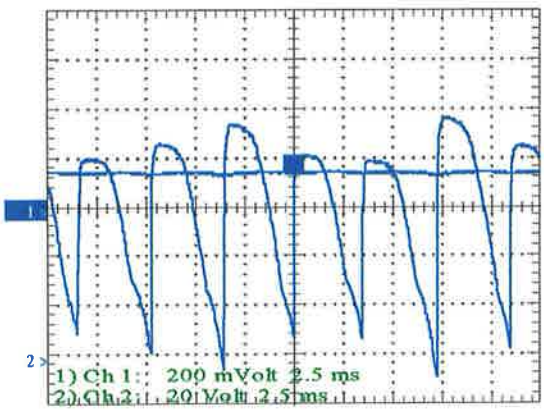


Fig. 7.17 – Capacitor C2: corrente (ch1) e tensão (ch2)

Tabela 7.2 – Comparação dos resultados

	P_{carga} (W)	P_{joule} (W)	P_{mec} (W)	$T_{médio}$ (Nm)
Ensaio (Fig. 7.15-7.17)	134	33	167	1,16
Simulação (Fig. 6.36-6.45)	137	33	170	1,17

As figuras 7.18 até 7.20 apresentam os resultados experimentais obtidos nas condições operacionais apresentadas a seguir. Estas condições são semelhantes às condições das simulações apresentadas pelas figuras 6.60 até 6.67. O gerador auto-excitado opera no modo de pulso único, com ângulos fixos de condução, tensão do barramento e velocidade constantes, e com os seguintes valores atribuídos aos parâmetros indicados:

tensão média do barramento = 83,7 V
ângulo de início de condução = 10° (aproximadamente)
ângulo de condução = 30°
resistência da carga = 42 Ω
velocidade = 1560 rpm

Nas figuras apresentadas, a cada 100 mV da forma de onda da corrente, corresponde a 1 A.

Elaboramos a tabela 7.3 para destacar alguns resultados experimentais e para compará-los com os resultados das simulações. As observações relativas à tabela 7.2 também são válidas neste caso.

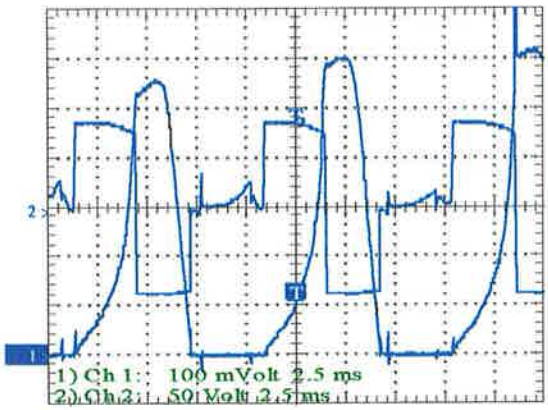


Fig. 7.18 - Fase 1: corrente (ch1) e tensão (ch2)

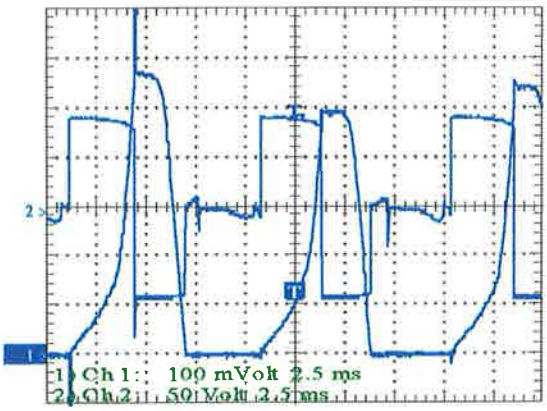


Fig. 7.19 - Fase 2: corrente (ch1) e tensão (ch2)

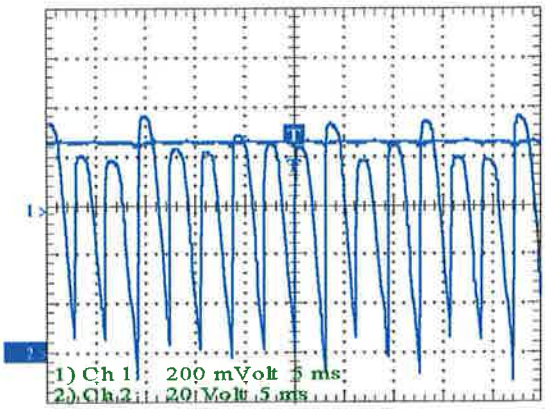


Fig. 7.20 – Capacitor C2: corrente (ch1) e tensão (ch2)

Tabela 7.3 – Comparação dos resultados

	P_{carga} (W)	P_{joule} (W)	P_{mec} (W)	$T_{médio}$ (Nm)
Ensaio (Fig. 7.18-7.20)	167	47	214	1,31
Simulação (Fig. 6.60-6.67)	174	56	230	1,42

As figuras 7.21 até 7.23 apresentam os resultados experimentais obtidos nas condições operacionais apresentadas a seguir. Estas condições são semelhantes às condições das simulações apresentadas pelas figuras 6.52 até 6.59. O gerador auto-excitado opera no modo de pulso único, com ângulos

fixos de condução, tensão do barramento e velocidade constantes, e com os seguintes valores atribuídos aos parâmetros indicados:

tensão média do barramento = 67,3 V
ângulo de início de condução = 10° (aproximadamente)
ângulo de condução = 30°
resistência da carga = 40,5 Ω
velocidade = 1250 rpm

Nas figuras apresentadas, a cada 100 mV da forma de onda da corrente, corresponde a 1 A.

Elaboramos a tabela 7.4 para destacar alguns resultados experimentais e para compará-los com os resultados das simulações. As observações relativas à tabela 7.2 também são válidas neste caso.

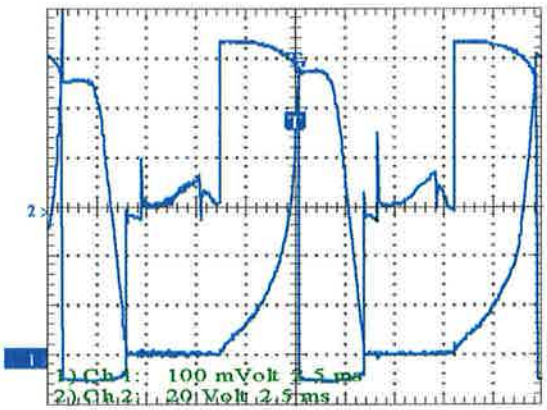


Fig. 7.21 - Fase 1: corrente (ch1) e tensão (ch2)

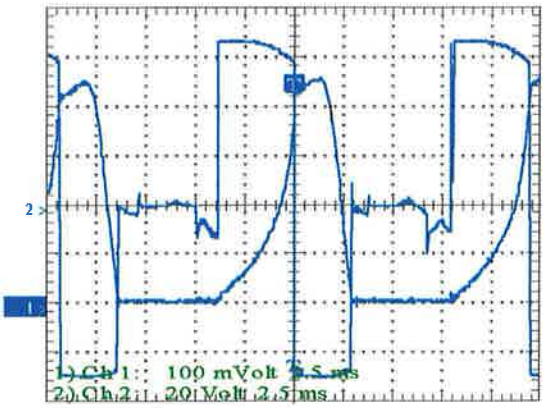


Fig. 7.22 - Fase 3: corrente (ch1) e tensão (ch2)

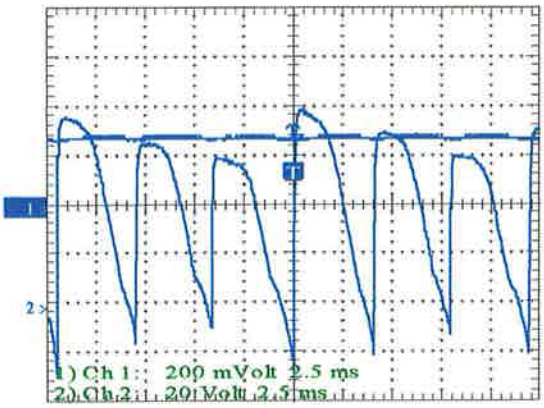


Fig. 7.23 – Capacitor C2: corrente (ch1) e tensão (ch2)

Tabela 7.4 – Comparação dos resultados

	P_{carga} (W)	P_{joule} (W)	P_{mec} (W)	$T_{médio}$ (Nm)
Ensaio (Fig. 7.21-7.23)	112	39	151	1,15
Simulação (Fig. 6.52-6.59)	112	45	157	1,25

A figura 7.24 apresenta os resultados experimentais obtidos nas condições operacionais apresentadas a seguir. Estas condições são semelhantes às condições das simulações apresentadas pelas figuras 6.68 até 6.75. Neste caso, a principal diferença encontra-se no valor da resistência de carga que, no ensaio é de 50 Ω e na simulação é de 40 Ω. Isto não prejudica a possibilidade de ilustrarmos a operação na qual o valor da f.c.e.m. é menor do que a tensão do barramento. O gerador auto-excitado opera no modo de pulso único, com ângulos fixos de condução, tensão do barramento e velocidade constantes, e com os seguintes valores atribuídos aos parâmetros indicados:

tensão média do barramento = 76 V
ângulo de início de condução = 10° (aproximadamente)
ângulo de condução = 30°
resistência da carga = 50 Ω
velocidade = 1020 rpm

Nas figuras apresentadas, a cada 100 mV da forma de onda da corrente, corresponde a 1 A.

Elaboramos a tabela 7.5 para destacar alguns resultados experimentais e para compará-los com os resultados das simulações. Ressaltamos novamente a diferença entre as resistências de carga. As observações relativas à tabela 7.2 também são válidas neste caso.

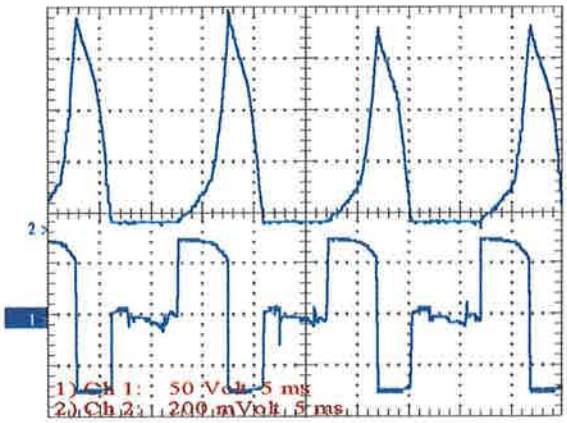


Fig. 7.24 - Fase 2: corrente (ch2) e tensão (ch1)

Tabela 7.5 – Comparação dos resultados

	P_{carga} (W)	P_{joule} (W)	P_{mec} (W)	$T_{médio}$ (Nm)
Ensaio (Fig. 7.24)	116	84	200	1,9
Simulação (Fig. 6.68-6.75)	140	89	229	2,19

Nestas condições estabelecidas, lembrando-se das diversas limitações experimentais e operacionais apontadas, verifica-se que os resultados simulados encontram-se bastante próximos dos resultados experimentais obtidos.

A figura 7.25 foi incluída para mostrar os resultados do ensaio de curto-circuito. Neste ensaio, com o gerador auto-excitado, com tensão do barramento estável, uma chave de faca em paralelo com a resistência de carga, é fechada subitamente. As condições deste ensaio são semelhantes às estabelecidas na simulação mostrada nas figuras 6.90 até 6.97, com os seguintes valores dos parâmetros indicados, válidos para os instantes que antecederam o curto-circuito:

tensão média do barramento = 75 V
ângulo de início de condução = 10° (aproximadamente)
ângulo de condução = 30°
resistência da carga = 40 Ω
velocidade = 1400 rpm

Nestes resultados do ensaio e simulação, pode-se observar a anulação rápida da tensão do barramento CC, o alto valor da corrente de pico e a necessidade da disponibilidade de uma fonte CC para reestabelecer a tensão após a remoção do curto-circuito. Observa-se nestes resultados que a tensão do barramento se anula, num intervalo de tempo inferior ao correspondente ao deslocamento de dois passos polares do rotor, ou dois ciclos da tensão da fase. O pico da corrente registrada no ensaio aparece cortado porque ultrapassou o limite do medidor utilizado. Na simulação, este valor de pico resultou da ordem de 200 A.

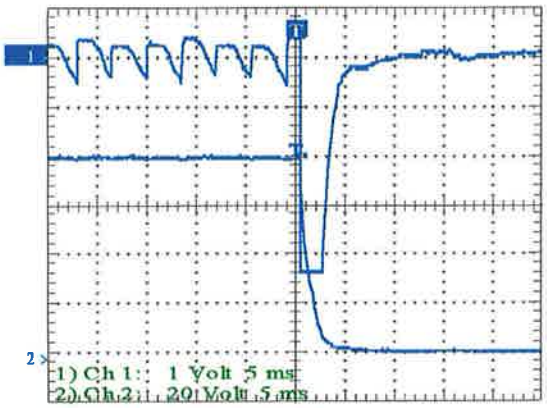


Fig. 7.25 - Capacitor C2: corrente (ch1) e tensão (ch2) – ensaio de curto-circuito

Partindo-se das mesmas condições iniciais usadas para a realização do ensaio de curto-circuito, foram realizados dois ensaios de variação brusca de carga, apresentados nas figuras 7.26 e 7.27. Estes ensaios foram realizados com a finalidade de ilustrar aspectos relacionados à condição de abertura brusca da carga do gerador, conforme as figuras 6.84 até 6.89. Também têm a

finalidade de ilustrar aspectos relacionados à necessidade da disponibilidade de malhas fechadas de controle para manter a tensão do barramento.

A figura 7.26 apresenta a tensão e a corrente do capacitor C2 durante a variação brusca do valor da resistência de carga de 40 Ω para 80 Ω. Neste caso, para manter a tensão do barramento, seria necessária a disponibilidade de uma malha de controle que avançasse o ângulo de início de condução, de maneira a reduzir o valor da corrente média gerada, ou uma redução do ângulo de condução, ou ainda, uma redução da velocidade. Não provocamos a abertura completa da resistência de carga porque, como já relatamos, corre-se o risco da destruição do conversor, ou da queima dos enrolamentos. Conforme discutido no item 4.3, este tipo de operação, ou a do tipo apresentada nas figuras 6.84 até 6.89, provocam o aumento da energia armazenada no capacitor, provocando o aumento da tensão do barramento. A tensão e a corrente se anulam porque os sinais para o chaveamento das fases foram inibidos através de um comando manual.

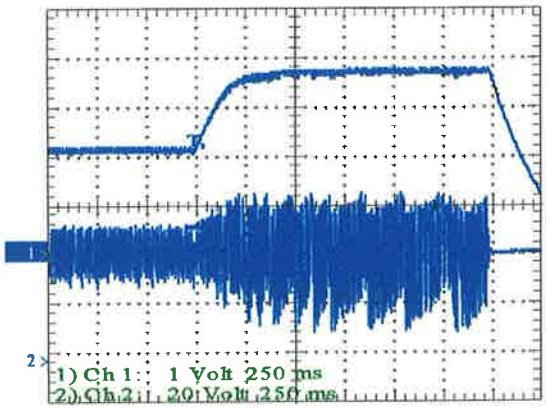


Fig. 7.26 – Capacitor C2: corrente (ch1) e tensão (ch2) – variação brusca de carga

A figura 7.27 apresenta a tensão e a corrente do capacitor C2 durante a variação brusca do valor da resistência de carga de 40 Ω para 20 Ω. Neste caso, para manter a tensão do barramento, seria necessária a disponibilidade

de uma malha de controle que atrasasse o ângulo de início de condução, de maneira a aumentar o valor da corrente média gerada, ou um aumento do ângulo de condução, ou ainda, um aumento da velocidade. Neste caso, como os parâmetros de controle são fixos, a tensão se anula rapidamente, conforme descrito no item 4.3.

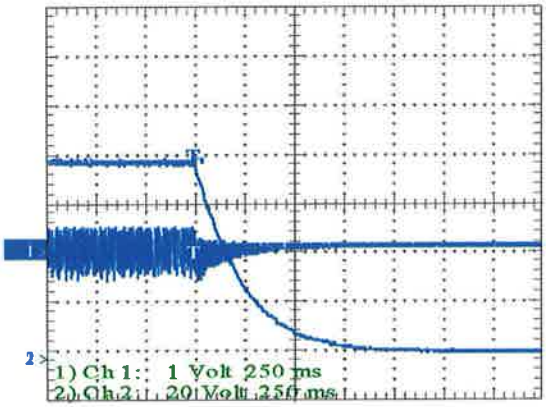


Fig. 7.27 – Capacitor C2: corrente (ch1) e tensão (ch2) – variação brusca de carga

8 CONCLUSÃO

Este trabalho representa o cumprimento de mais uma etapa das atividades para a elaboração de uma metodologia voltada para a aplicação de geradores e motores de relutância chaveados.

As atividades desenvolvidas no âmbito deste trabalho propiciaram uma atualização dos conhecimentos sobre os aspectos construtivos e operacionais deste tipo de equipamento que podem ser dirigidos para inúmeros tipos de aplicações funcionando como motores ou como geradores. Estas atividades propiciaram o aprimoramento da capacitação para estas aplicações, através do desenvolvimento de técnicas de projeto, de simulação e de operação do protótipo.

A metodologia desenvolvida abrange desde as etapas primordiais da concepção do equipamento até os estágios de simulação do seu comportamento dinâmico.

Esta metodologia de simulação utiliza o método dos elementos finitos acoplado com as equações de circuitos elétricos. Conforme verificado, este método propicia a abordagem não somente de cada fase agindo individualmente, mas também considera os efeitos devidos ao acoplamento mútuo entre fases. Nestas condições, são obtidas as diversas grandezas eletromagnéticas e eletromecânicas de interesse.

Os resultados obtidos propiciam o refinamento do projeto da máquina elétrica e também oferecem os subsídios necessários para o projeto do conversor eletrônico associado e do sistema de controle.

Um aspecto importante a ser destacado refere-se ao tempo de simulação. No caso dos motores, como a tensão do barramento é sustentada pela fonte de tensão, basta atribuir como valores iniciais das tensões dos capacitores o valor nominal da tensão da fonte, que a simulação converge em

poucos ciclos, tipicamente, de 2 a 3 ciclos. No caso dos geradores auto-excitados, verificamos que, com um método adequado para o cálculo dos valores iniciais da tensão dos capacitores, e com o artifício da inclusão de uma fonte de tensão durante a primeira condução das chaves da primeira fase, a simulação também converge em poucos ciclos. Assim, é possível obter resultados com tempos da ordem de 6 a 10 horas de processamento.

Neste trabalho abordamos os aspectos relacionados à operação como gerador e como motor deste tipo de equipamento. Para o caso dos motores, apresentamos as suas simulações operando no modo de pulso único e com recortamento da tensão do barramento. No entanto, diversas limitações do conversor disponível, prejudicaram a apresentação dos resultados do funcionamento como motor.

Para o caso dos geradores, tivemos também a possibilidade de apresentar diversos resultados experimentais para a comparação com os resultados das simulações. Ressalvadas as limitações dos recursos materiais disponíveis em laboratório, a comparação dos resultados experimentais e das simulações mostra a adequação do método de abordagem desenvolvido neste trabalho.

A metodologia desenvolvida possibilita também o estudo de curtos-circuitos no barramento CC. A configuração do modelo de circuito utilizado nas simulações pode também ser adequadamente alterada para propiciar o estudo de curtos-circuitos entre espiras e o rompimento dos condutores das fases. Este tipo de máquina pode manter a operação, com redução da potência e degradação do desempenho, no caso da perda de alguma das fases. Este tipo de caso também pode ser estudado com esta forma de abordagem.

Entre as atividades futuras a serem desenvolvidas, encontra-se, a utilização dos resultados deste trabalho para o projeto e fabricação de um

conversor eletrônico que ofereça as facilidades de controle necessárias para conduzir as operações do equipamento de uma forma mais favorável.

O conversor a ser desenvolvido deverá conter as facilidades para o fechamento das malhas de controle para o ajuste dos ângulos de controle mais adequados em tempo real.

Um outro aspecto a ser estudado, com o apoio de um conversor mais apropriado, é a aplicação desta metodologia desenvolvida para o estudo das influências das variações do ângulo de início de condução e do ângulo de condução.

Deverão ser incrementados os recursos laboratoriais para propiciar o estudo do rendimento e dos fluxos de energia reativa para a excitação. Isto deverá gerar subsídios para estudar a otimização do desempenho do equipamento.

Um outro aspecto para a investigação é a variação das amplitudes das correntes das fases. Observamos que a fase que apresenta o maior valor é sempre aquela que foi excitada em primeiro lugar.

Numa próxima etapa deste desenvolvimento, procuraremos identificar aplicações práticas adequadas para a utilização de geradores e motores de relutância chaveados, tais como, na geração de energia eólica, em automóveis e eletrodomésticos.

Finalizando este trabalho, pudemos verificar que o método dos elementos finitos acoplado com as equações de circuitos elétricos constitui uma ferramenta poderosa para dar suporte ao desenvolvimento de novos equipamentos e que, devido aos seus recursos, ele é bastante adequado para o desenvolvimento de geradores e motores de relutância chaveados.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[01] DE PAULA, P.P. **Análise e projeto de um motor de relutância chaveado com o auxílio do método dos elementos finitos.** São Paulo, 1993. 102 p., Dissertação (Mestrado), Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.

[02] LAWRENSON, P.J.; STEPHENSON, J.M.; BLENKINSOP, P.T.; CORDA, J.; FULTON, N.N. Variable-speed switched reluctance motors. **IEE Proceedings**, v.127, Pt.B, n.4, p.253-265, jul.1980.

[03] MILLER, T.J.E. **Switched reluctance motors and their control.** Magna Physics Publishing, Oxford Science Publications, Oxford, UK, 1993.

[04] MILLER, T.J.E. **Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives**. Oxford, Clarendon Press, 1985.

[05] KENJO, T. **Stepping motors and their microprocessor controls.** Oxford, Clarendon Press, 1986.

[06] LIPO, T.A. **New reluctance machine concepts for variable speed drives.** 35p., s.n.t.

[07] EHSANI, M. Switched reluctance motor drives – recent advances, **Sãdhanã,** v.22, Part 6, pp. 821-836, December 1997.

[08] LOVATT, H.C.; McCLELLAND, M.L.; and STEPHENSON, J.M, Comparative performance of singly salient reluctance, switched reluctance and induction motors, **Proceedings of the IEE Electrical Machines and Drives Conference,** 1997, pp.361-365.

[09] HARRIS, M.R. and MILLER, T.J.E. Comparison of design and performance parameters in switched reluctance and induction motors, **IEE Fourth International Conference on Electrical Machines and Drives,** 13-15 September, 1991, pp.303-307.

[10] LAWRENSON, P.J. Switched reluctance drives: a perspective. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES, Manchester, UK, 1992. **Proceedings.** Manchester, UMIST, 1992. v.1, p.12-21.

[11] RADUN, A.; RULISON J. A; and SANZA, P. Switched reluctance starter / generator, In: **Proceedings of SAE Aerotech 92** , Paper No. 921974, Oct. 1992,. Anaheim, CA.

[12] RADUN, A. Generating With the Switched Reluctance Motor, In: **IEEE-APEC-1994**, pp. 41-47.

[13] MACMINN, S.R. and JONES, W.D. A very high speed switched reluctance starter-generator for aircraft engine applications, In: **Proceedings of NAECON 89**, Dayton, OH, May 22-26, 1989, pp. 1758-1764.

[14] RADUN, A.V. High-power density switched reluctance motor drive for aerospace applications. In: **IEEE Transactions on Industry Applications,** Vol.28, No.1, pp.113-119, January/February 1992.

[15] RICHTER,E. Application Considerations for Integral Gas Tubine Electric Starter/Generator Revisited, SAE Technical Paper Series no. 892252, In: **Proceedings of the Aerospace Technology Conference and Exposition,** Anaheim, California, September 25-28, 1989, pp.1-6.

[16] MACMINN, S.R. and SEMBER, J.W. Control of a switched reluctance aircraft engine starter-generator over a very wide speed range. In: **Proceedings IECEC 89**, Washington, DC, Aug. 6-11, 1989, pp.631-638. Paper No. 899215.

[17] RICHTER, E. High temperature, lightweight, switched reluctance motors and generators for future aircraft engine applications. In: **Proc. Of the 1988 American Control Conference,** Atlanta, June 15-17, 1988, pp.1846-1851.

[18] FERREIRA, C.A., JONES, S.R., HEGLUND, W.S. and JONES, W.D. Detailed Design of a 30-kW Switched Reluctance Starter/Generator System for a Gas Turbine Engine Application. In: **IEEE-Transactions on Industry Applications**, Vol.31, No.3. May/June 1995, pp.553-561.

[19] RADUN, A. and RICHTER, E. A Detailed Power Inverter Design for a 250 kW Switched Reluctance Aircraft Engine Starter/Generator. In: **Proceedings of SAE Aerospace Atlantic Conference and Exposition**, Dayton, OH, April 20-23,1993, pp.01-15,.Paper No.931388.

[20] RICHTER, E. Switched Reluctance Machines for High Performance Operations in a Harsh Environment – A Review Paper. In; **International Conference on Electrical Machines – ICEM'90**, Boston, USA, Vol.1,1990, pp.18-24.

[21] RICHTER, E. and FERREIRA,C. Performance evaluation of a 250 kW switched reluctance starter generator, In: **Conf. Records IEEE-IAS Annual Meeting**, Orlando, Fl, pp. 434-440, 1995.

[22] RICHTER, E. Design and Performance Simulation for a Gas Turbine Integrated Starter/Generator. In: **Proceedings of the International Conference on Electrical Machines – ICEM-98,** Vol. 3/3, Istanbul, Turkey, pp. 2116 – 2121, 1998.

[23] HUSAIN, I.; RADUN, A.; and NAIRUS, J. Fault analysis and excitation requirements for switched reluctance generators.In: **Conf. Record IEEE IAS Annual Meeting,** Vol.1, pp.37-40, 1999.

[24] RADUN, A.V. Design consideration for the switched reluctance motor. In: **IEEE Transactions on Industry Applications,** Vol. 31, No.5, pp.1079-1087, September/October 1995.

[25] DESHPANDE, U.S.; CATHEY, J.J.; and RICHTER, E. High-force density linear switched reluctance machine. In: **IEEE Transactions on Industry Applications,** Vol. 31, No.2, pp.345-352, March/April 1995.

[25] CAMERON, D.E. and LANG, J.H. The control of high-speed variable-reluctance generators in electric power systems. In: **IEEE Transactions on Industry Applications,** Vol. 29, No.6, pp.1106-1109, November/December 1993.

[26] RADUN, A.V.; FERREIRA, C.A.; and RICHTER, E. Two-channel switched reluctance starter/generator results. In: **IEEE Transactions on Industry Applications,** Vol.34, No.5, pp.1026-1034, September/October 1998.

[27] RADUN, A; LYONS, J.P.; RULISON, J.; SANZA, P.; and RICHTER, E. Dynamic Testing of a High Power Inverter 250 kW Switched Reluctance Machine Starter/Generator . In: **SAE Paper 941162 – SAE Aerospace Atlantic Conference and Exposition**, April I8-22, 1994, pp.01-08.

[28] FERREIRA, C. A and RICHTER, E. Detailed Design of a 250-kW Switched Reluctance Starter/Generator for an Aircraft Engine. In: **SAE-1993 Transaction**, Vol. 102, Journal of Aerospace, Section 1, pp.289-300.

[29] FUKAO, T. Principles and output characteristics of super high-speed reluctance generator system. In: **IEEE Transactions on Industry Applications**. Vol. IA-22; No. 4; pp.702-707; July/August; 1986.

[30] TORREY, D.A. and HASSANIN, M. The design of low-speed variable-reluctance generators. In: **Proceedings of IEEE-IAS Annual Meeting,** pp.427-433, 1995.

[31] INDERKA, R.; MENNE, M.; and DeDONCKER, R.W. Generator operation of a switched reluctance machine drive for electric vehicles. In: **Proceedings of EPE'99,** Lausanne, 1999.

[32] REINERT, J.; INDERKA, R.; MENNE, M.; and DeDONCKER, R.W. Optimizing performance in switched reluctance drives. In: **Proceedings of IEEE-APEC'98,** 1998.

[33] SAWATA, T.; KJAER, P.C.; COSSAR, C.; and MILLER, T.J.E. A control strategy for the switched reluctance generator. In: **Proceedings of the International Conference on Electrical Machines – ICEM'98,** Istanbul, Turkey, Vol.3, pp.2131-2136, 1998.

[34] KJAER, P.C.; COSSAR, C.; GRIBBLE, J.J.; LI, Y.; and MILLER, T.J.E. Switched reluctance generator control using an inverse machine model. In: **Proceedings of the International Conference on Electrical Machines – ICEM'94,** Paris, France, Vol.2, pp.380-385, 1994.

[35] KJAER, P.C.; COSSAR, C.; GRIBBLE, J.J.; MILLER, T.J.E.; and LI, Y. Minimisation of reactive power flow in switched reluctance generators. In: **Proceedings of IPEC'95,** Yokohama, Japan, pp.1022-1027, 1995.

[36] KOKERNAK, J.M. and TORREY, D.A., A switched reluctance starter/alternator for hybrid electric vehicles. **Proceedings of 40 th International Power Electronics Conference – PCIM'99,** Chicago, USA, 1999, pp.74-80.

[37] MESE, E.; SOZER, Y.; KOKERNAK, J.M. and TORREY, D.A., Optimal excitation of a high speed swtched reluctance generator. **Proceedings of IEEE-APEC-2000.**

[38] HENDERSHOT JR., J.R. Application of SR drives. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY CONFERENCE, Seattle, 1990. **Tutorial course.** Seattle, 1990. p.60-90.

[39] MACMINN, S.R. and SEMBER, J.W. Control of a switched reluctance aircraft engine starter-generator over a very wide speed range, In: **Proceedings IECEC 89**, Washington, DC, Aug. 6-11, 1989,p.p.634-638. No. 899215.

[40] CRIVII, M. et al. Switched reluctance drives using brushless DC motor controller. **Proceedings of EPE'91,** Firenzi, 1991, v.4, pp.07-12.

[41] DA SILVA, W.M.; ARAÚJO, L.C.C. & DE PAULA, P.P. A switched reluctance motor drive design with dedicated drive and control circuits including experimental results. **Proceedings of 40 th International Power Electronics Conference – PCIM'99,** Chicago, USA, 1999, pp.155-166.

[42] MILLER, T.J.E. Developments in reluctance motor characteristics and design methods. **Proceedings of the International Power Electronics Conference – IPEC'2000,** Tokyo, 2000, pp. 608-613.

[43] SAWATA, T.; KJAER, P.C.; COSSAR, C.; and MILLER, T.J.E. Fault-tolerant operation of single-phase SR generators. In: **IEEE Transactions on Industry Applications,** Vol.35, No.4, pp.774-781, July/August 1999.

[44] SAWATA, T.; KJAER, P.C.; COSSAR, C.; and MILLER, T.J.E. A study on operation under faults with the single-phase SR generator. In: **IEEE Transactions on Industry Applications,** Vol.35, No.4, pp.782-789, July/August 1999.

[45] STEPHENSON, J.M. Switched reluctance motors. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY CONFERENCE, Seattle, 1990. **Tutorial course.** Seattle, 1990. p.4-35.

[46] MACMINN, S.R. Control of the switched reluctance machine. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY CONFERENCE, Seattle, 1990. **Tutorial Course.** Seattle, 1990. p.36-59.

[47] HARRIS, M.R. et al. A review of the integral horsepower switched reluctance drive. In: IEEE-IAS ANN. MEETING, s.l., 1985. **Proceedings.** s.l., 1985. p.783-789.

[48] RAY, F.W. et al. High performance switched reluctance brushless drives. **IEEE-IAS Transactions**, v.IA22, n.4, p.722-730, 1986.

[49] MILLER, T.J.E. Converter volt-ampere requirements of the switched reluctance motor drive. In: IEEE-IAS ANN. MEETING, s.l., 1984. **Proceedings.** s.l., p.813-819, out.1984.

[50] BASS, J.T. et al. Development of a unipolar converter for variable reluctance motor drives. In: IEEE-IAS ANN. MEETING, s.l., 1985. **Proceedings.** s.l., 1985. p.1062-1068.

[51] HARRIS, M.R. et al. A review of the integral horsepower switched reluctance drive. **IEEE-IAS Transactions,** v.IA22, n.4, p.716-721, 1986.

[52] POLLOCK, C.; WILLIAMS, B.W. A unipolar converter for a switched reluctance motor. **IEEE-IA Transactions,** v.26, n.2, p.222-228, 1990.

[53] EHSANI, M. et al. Development of a unipolar converter for variable reluctance motor drives. **IEEE-IA Transactions,** v.IA23, n.3, p.545-553, 1987.

[54] AREFEEN, M.S. Implementation of a current controlled switched reluctance motor drive using TMS320F240. In: **Application Report SPRA282,** Texas Instruments, 76p., 1998.

[55] TEXAS INSTRUMENTS. Digital signal processing solutions for the switched reluctance motor. In: **Literature number BPRA058,** 19p., 1997.

[56] MILLER, T.J.E. and McGILP, M. High-speed PC-based CAD for brushless motor drives. In: **Proceedings of EPE,** Firenzi, Italy, Vol.3, pp.435-439, 1991.

[57] MILLER, T.J.E.; GLINKA, M.; McGILP, M.; COSSAR, C.; GALLEGOS-LÓPEZ, G.; IONEL, D.; and OLARU, M. Ultra-fast model of the

switched reluctance motor. In: **Proceedings of the IEEE-IAS Annual Meeting,** 1998.

[58] MILLER, T.J.E. and McGILP, M. Nonlinear theory of the switched reluctance motor for rapid computer-aided design. In: **IEE Proceedings,** Vol. 137, Pt.B, No. 6, pp. 337-347, November, 1990.

[59] WELLER, A.; TRAWINSKI, P. Design and control of low power switched reluctance motors (< 1 kW). In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS - EPE, Firenze, 1991. **Proceedings,** Firenze, 1991. v.4, p. 1-6.

[60] KRISHNAN, R. et al. Computer-aided design of electrical machines for variable speed applications. **IEEE-IE Transactions,** v.35, n.4, p.560-571, 1988.

[61] HARRIS, M.R. et al. Unifying approach to the static torque of stepping-motor structures. **IEE Proceedings,** v.124, n.12, p.1215-1224, dez.1977.

[62] STEPHENSON, J.M.; CORDA, J. Computation of torque and current in doubly salient reluctance motors from nonlinear magnetisation data. **IEE Proceedings,** v.126, n.5, p.393-396, mai.1979.

[63] HARRIS, M.R. et al. Static torque production in saturated doubly salient machines. **IEE Proceedings,** v.122, n.10, p.1121- 1127, out.1975.

[64] MOALLEM, M. et al. Effect of rotor profiles on the torque of a switched reluctance motor. In: IEEE-IAS ANN. MEETING, s.l., 1990. **Proceedings,** s.l., 1990. v.1, p.247-253.

[65] EHSANI, M.; RAJARATHNAM, A.V.; SURESH, G.; and FAHIMI, B. Sensorless control of switched reluctance motors - a technology ready for applications. In: **Proceedings of the International Conference on Electrical Machines – ICEM'98,** Istanbul, Turkey, Vol. 2, pp. 673-684, 1998.

[66] DE PAULA, P.P. and CARDOSO, J.R. Design of a Switched Reluctance Motor. **Proc. of the III Brazilian Power Electronics Conference**, São Paulo, Brazil, 1995.

[67] DE PAULA, P.P., NABETA, S.I. and CARDOSO, J.R. An application of the FEM to design a SRM, **Proceedings of the Iberian- Latin – American Congress on Computational Methods in Engineering - 20 th CILAMCE**, São Paulo, Brasil, Nov. 1999.

[68] DAWSON, G.E. et al. Switched reluctance motor torque characteristics: finite-element analysis and test results. **IEEE-IA Transactions**, v.IA-23, n.3, p.532-537, 1987.

[69] Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble. **FLUX2D: logiciel de calcul électromagnétique par éléments finis**, LEG-CEDRAT (CEE), Grenoble, France, MAGSOFT, New York, USA.

[70] NABETA, S.I. **Etudes des regimes transitoires des machines synchrones par la methode des elements finis.** Grenoble, France, 1994. 127p. Thèse (Docteur). Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble – Institut National Polytechnique de Grenoble.

[71] ABE, N.M. **Acoplamento circuito elétrico – elementos finitos em regime transitório utilizando a metodologia de Dommel.** São Paulo, 1997, 76p. Tese (Doutorado) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.

[72] CARDOSO, J.R. **Introdução ao método dos elementos finitos para engenheiros eletricistas.** São Paulo, 1995.

[73] ACARNLEY, P.P. **Stepping motors: a guide to modern theory and practice.** Peter Peregrinus ltd, 1982.

[74] DE PAULA, P.P. and OLIVEIRA, A.M. Static torque/rotor position characterisitcs of a 100 HP PM brushless DC motor prototype: results of tests. **Proceedings of the International Conference on Electrical Machines – ICEM94**, Paris, France, September 1994.

[75] DE PAULA, P.P., NABETA, S.I. and FOGGIA A. An aspect of modelling a permanent magnet motor by using the finite-element method coupled with circuit equations, **Proceedings of the International Electric Machines and Drives Conference IEEE-IEMDC**, Seattle, USA, May 1999

[76] DE PAULA, P.P. and NABETA S.I. Modelling a switched reluctance motor by using the finite-element method coupled with circuit equations, **Proceedings of the Conference on the Computation of Electromagnetic Fields - COMPUMAG'99**, Sapporo, Japan, October 1999.

[77] DE PAULA, P.P., NABETA, S.I. and CARDOSO, J.R. Variable reluctance generator simulation in the single-pulse operation mode. **Proceedings of the IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation – CEFC-2000**, Milwaukee, USA, June 2000.

[78] DE PAULA, P.P., NABETA, S.I. and CARDOSo, J.R. Modelling a switched reluctance motor / generator by using the finite-element method coupled with circuit equations. A ser publicado: **Proceedings of the International Conference on Electrical Machines – ICEM2000**, Helsinky, Finlândia, August 2000.