

WANDERLEI MARINHO DA SILVA

**CONTRIBUIÇÃO AO MODELAMENTO E  
SIMULAÇÃO DE MOTORES COM IMÃS  
PERMANENTES E COMUTAÇÃO ELETRÔNICA  
DE ALTA ROTAÇÃO**

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da  
Universidade de São Paulo para obtenção do  
Título de Mestre em Engenharia

Área de Concentração:  
Engenharia Elétrica

Orientador:  
Prof. Dr. Clóvis Goldemberg

São Paulo

1998

WANDERLEI MARINHO DA SILVA

**CONTRIBUIÇÃO AO MODELAMENTO E  
SIMULAÇÃO DE MOTORES COM IMÃS  
PERMANENTES E COMUTAÇÃO ELETRÔNICA  
DE ALTA ROTAÇÃO**

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da  
Universidade de São Paulo para obtenção do  
Título de Mestre em Engenharia

Área de Concentração:  
Engenharia Elétrica

Orientador:  
Prof. Dr. Clóvis Goldemberg

São Paulo

1998

Silva, Wanderlei Marinho da

Contribuição ao Modelamento e Simulação de Motores com Ímãs Permanentes e Comutação Eletrônica de Alta Rotação

São Paulo, 1998

91 p. +3 apêndices

Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.  
Departamento de Energia e Automação.

1. Motores com ímãs permanentes 2. Motores Brushless. 3. Inversores  
4. Comutação eletrônica 5. Modelagem 6. Simulação Computacional  
I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Energia e Automação. II.

**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO**  
**ESCOLA POLITÉCNICA**

**TERMO DE JULGAMENTO**  
**DE**  
**DEFESA DE DISSERTAÇÃO DE MESTRADO**

Aos 20 dias do mês de julho de 1998, às 14:00 horas, no Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, presente a Comissão Julgadora, integrada pelos Senhores Professores Doutores Clóvis Goldemberg, Orientador do candidato, Walter Kaiser e Júlio Teixeira iniciou-se a Defesa de Dissertação de Mestrado do Senhor **WANDERLEI MARINHO DA SILVA**.

Título da Dissertação: "CONTRIBUIÇÃO AO MODELAGEM E SIMULAÇÃO DE MOTORES COM IMÃS PERMANENTES E COMUTAÇÃO ELETRÔNICA DE ALTA ROTAÇÃO".

Concluída a arguição, procedeu-se ao julgamento na forma regulamentar, tendo a Comissão Julgadora considerado o candidato:

Prof. Dr. Clóvis Goldemberg.....( *Aprovado* )

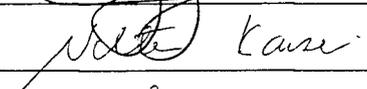
Prof. Dr. Walter Kaiser.....( *Aprovado* )

Prof. Dr. Júlio Teixeira.....( *Aprovado* )

Para constar, é lavrado o presente termo, que vai assinado pela Comissão Julgadora e pela Secretária de Pós-Graduação.

São Paulo, 20 de julho de 1998.

A Comissão Julgadora :

  
\_\_\_\_\_  
  
\_\_\_\_\_  
  
\_\_\_\_\_

Secretária: Mara Fátima de Jesus Luz Sanches *Mara Fátima de Jesus Luz Sanches*

Obs: Resolução 4476, de 17.09.1997 Altera dispositivos do Regimento Geral da USP Art.109 - Imediatamente após o encerramento da arguição da dissertação ou da tese cada examinador expressará seu julgamento em sessão secreta, considerando o candidato **aprovado** ou **reprovado**.

Homologado pela C.P.G. em reunião realizada a 12 / 07 / 1998.

PEA

Universidade de São Paulo  
Biblioteca da Escola Politécnica

FD-2347

WANDERLEI MARINHO DA SILVA

***CONTRIBUIÇÃO AO MODELAMENTO E  
SIMULAÇÃO DE MOTORES COM IMÃS  
PERMANENTES E COMUTAÇÃO ELETRÔNICA  
DE ALTA ROTAÇÃO***

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da  
Universidade de São Paulo para obtenção do  
Título de Mestre em Engenharia

São Paulo

1998

*Para se realizar grandes coisas,  
não devemos apenas agir,  
mas também sonhar,  
não somente planejar,  
mas também acreditar.*

*Anatole France*

*“Dedico este trabalho aos meus pais,  
parentes, amigos e a minha esposa  
Margarete, pelo seu amor e carinho”.*

## *AGRADECIMENTOS*

Ao Prof. Dr. Clóvis Goldemberg pelo acompanhamento, incentivo, orientação e acima de tudo pela forma amigável de conduzir a elaboração deste trabalho.

Ao Centro Tecnológico da Marinha em São Paulo - CTM-SP, por acreditar, ajudar e financiar esta pesquisa desde a construção do protótipo até a conclusão deste trabalho.

Ao Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares da Comissão Nacional de Energia Nuclear - IPEN-CNEN-SP.

A Universidade Cruzeiro do Sul, por apoiar a realização deste estudo.

Ao Dr. Walter E. F. Scheibig pelo empenho pessoal para viabilizar o projeto dos motores BDCM.

Aos Prof. Dr. Akira Hoshino, Prof. Dr. Antônio Melo de Oliveira e Msc. Pedro Pereira de Paula pelas discussões e observações sempre muito pertinentes.

Em especial agradeço ao Eng. Flávio Masayoshi Horino e à senhorita Solange Reis pela colaboração na revisão do texto.

Gostaria de agradecer também ao técnico eletrônico Vagner Januário do CTMSP pela colaboração na montagem e testes do protótipo.

A todos os que, de alguma forma, tiveram participação para que esse trabalho fosse concluído com sucesso.

## DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

## TÍTULO:

CONTRIBUIÇÃO AO MODELAMENTO E SIMULAÇÃO DE MOTORES COM ÍMÃS PERMANENTES E COMUTAÇÃO ELETRÔNICA DE ALTA ROTAÇÃO.

Autor: Wanderlei Marinho da Silva

Orientador: Prof. Dr. Clovis Goldemberg

## ERRATA:

1. Página 1 onde se lê “..., pois devido a ausência do ferro não ocorrem as perdas por *histerese* e *Foucault*. “, leia-se “..., devido a ausência do ferro.”
2. Página 7, Figura 2 A Equação do Torque Eletromagnético vale:

$$T_e = \frac{e_a.i_a + e_b.i_b + e_c.i_c}{\omega_r}$$

3. Página 14 onde se lê “... a posição do sensor pode ....”, leia-se “... a posição do rotor pode ....”
4. Página 16 onde se lê “Rotação 24.000 rpm – (400Hz)”, leia-se “Rotação 24.000 rpm”.
5. Página 22, item 3.2 **O que é simulação**, falta texto sobre o que é simulação:

Simulação, “*é a obtenção da resposta temporal das variáveis de interesse (variáveis dependentes) de um modelo, quando se excita suas variáveis de entrada com sinais desejados e se definem os valores das condições iniciais das variáveis dependentes.*”, Garcia [20].

6. Página 23 onde se lê “No entanto, devido ao efeito das indutâncias, as correntes ...”, leia-se “No entanto, devido ao efeito das indutâncias e da tensão induzida, as correntes ...”.
7. Página 25 onde se lê “No motor **BDCM**, uma vez que a forma de onda da tensão induzida é não-senoidal, as indutâncias não variam com o ângulo do rotor. Portanto, Segundo **Pillay [57]**, parece não haver vantagens em transformar as equações para a estrutura **dq0** uma vez que as indutâncias não serão constantes após a transformação.”, leia-se “No motor **BDCM**, uma vez que a forma de onda da tensão induzida é não-senoidal, segundo **Pillay [57]**, parece não haver vantagens em transformar as equações para a estrutura **dq0**.”
8. Página 33 a equação da energia eletromagnética armazenada vale:

$$W = \frac{L_s i^2}{2}$$

<b>LISTA DE FIGURAS</b>		i
<b>LISTA DE TABELAS</b>		iii
<b>LISTA DE SÍMBOLOS</b>		iv
<b>LISTA DE ABREVIATURAS</b>		vi
<b>RESUMO</b>		vii
<b>ABSTRACT</b>		viii
<b>CAPÍTULO 1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO 2</b>	<b>Características gerais dos motores de ímãs permanentes</b>	<b>4</b>
	2.1 O motor PMSM	4
	2.1 O motor BDCM	4
	2.3 Vantagens e desvantagens dos motores BDCM	10
	2.4 Aplicações típicas dos motores BDCM	12
	2.5 Considerações sobre os motores BDCM	13
	2.6 Principais características do motor BDCM-MSF	14
	2.7 Os sensores de posição do rotor	17
	2.8.1 Tipos de sensores	17
	2.8.2 O avanço e atraso nos sensores de posição	17
	2.8.3 Operação “Sensorless”	19
	2.8 O circuito inversor desenvolvido para o motor BDCM – MSF	20
<b>CAPÍTULO 3</b>	<b>Modelo matemático do sistema</b>	<b>22</b>
	3.1 O que é um modelo matemático	22
	3.2 O que é simulação	22
	3.3 Trabalhos de outros autores sobre o modelamento e simulação de motores BDCM	23
	3.4 Sistemas de coordenadas utilizadas para a modelagem do motor BDCM	24

3.5	O modelamento do motor BDCM	25
3.5.1	A ondulação de torque	30
3.5.2	Perdas e eficiência	31
3.6	Modelamento do inversor e do motor	32
3.6.1	Análise da comutação eletrônica	32
<b>CAPÍTULO 4</b>	<b>Programas de simulação</b>	<b>41</b>
4.1	Simulação do motor BDCM-MSF utilizando SIMNON	43
4.2	Simulação do motor BDCM-MSF utilizando o PSPICE	44
<b>CAPÍTULO 5</b>	<b>Resultados experimentais e simulados</b>	<b>48</b>
5.1	Configuração do sistema e instrumentação	48
5.2	Validação do modelo matemático e do modelo de circuito	53
5.2.1	Verificação do valor da resistência de canal do MOSFET	53
5.2.2	Os sinais dos sensores de posição	54
5.2.3	Determinação experimental do ângulo de avanço/ atraso da comutação eletrônica	56
5.2.4	As formas de onda das tensões fase-neutro e das correntes de fase do motor	57
5.2.5	A ondulação de torque eletromagnético - Trip	65
5.2.6	As formas de onda das tensões de linha – Vab	69
5.2.7	A forma de onda de corrente na entrada do inversor - $I_{BCC}$	70
5.2.8	A forma de onda da potência eletromagnética	71
5.3	Comparação de um motor BDCM com formas de onda de tensão induzida senoidal, trapezoidal e real	73
<b>CONCLUSÕES</b>		<b>79</b>
<b>ANEXO 1</b>	<b>A) Variáveis elétricas medidas na entrada e saída do inversor</b>	<b>80</b>

B) Valores de potência e eficiência do inversor e do motor MSF 81

**REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS** 82

**APÊNDICE 1.** Tabela de estados do inversor

**APÊNDICE 2.** Programa SIMNON

**APÊNDICE 3.** Programa PSPICE

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.	Sistema básico de acionamento do motor BDCM.	5
Figura 2.	Diagrama de tensões, correntes e torque eletromagnético para um motor BDCM.	7
Figura 3.	a) Diagrama esquemático das correntes no motor em vários instantes do ciclo elétrico.	8
	b) Diagrama esquemático do motor em vários instantes do ciclo elétrico.	9
Figura 4.	Corte transversal e longitudinal do motor sem ferro no estator - MSF.	15
Figura 5.	Ponto de comutação da corrente em relação a tensão induzida trapezoidal idealizada para o motor BDCM trifásico.	18
Figura 6.	Circuito elétrico equivalente do motor BDCM.	27
Figura 7.	Forma de onda da corrente, e os estado de condução e comutação das chaves de potência do inversor trifásico.	35
Figura 8.	Modos de condução (a) e comutação (b) do inversor.	37
Figura 9.	Tensão induzida fase-neutro (normalizada) do motor BDCM-MSF.	42
Figura 10.	Forma de onda normalizada da tensão induzida e suas harmônicas (1 <sup>a</sup> , 3 <sup>a</sup> , 5 <sup>a</sup> ).	46
Figura 11.	A estrutura da bancada de testes do motor MSF.	50
Figura 12.	Motor MSF acoplado ao transdutor de torque e ao freio de Foucault.	51
Figura 13.	Placa do circuito inversor (decodificador dos sinais dos sensores Hall, gerador dos sinais de gate e MOSFETS de potência).	52
Figura 14.	Resistência de canal do MOSFET em função da corrente de dreno.	54
Figura 15.	Medida dos sinais dos sensores de posição do rotor do motor MSF e corrente para o motor operando em vazio (sem carga).	55
Figura 16.	Medida do ângulo de avanço no motor MSF.	56
Figura 17.	Formas de onda (a) da tensão $V_{an}$ e (b) corrente de linha na fase A do MSF. $V_{BCC} = 287,4 \text{ V}$ , Ângulo de avanço $0,37^\circ$	58
Figura 18.	Formas de onda (a) da tensão $V_{an}$ e (b) corrente de linha na fase A do MSF. $V_{BCC} = 150,4 \text{ V}$ , Ângulo de avanço $0,05^\circ$	60
Figura 19.	Formas de onda (a) da tensão $V_{an}$ e (b) corrente de linha na fase A do MSF. $V_{BCC} = 287,4 \text{ V}$ , Ângulo de avanço $9,34^\circ$	61
Figura 20.	Formas de onda da (a) tensão $V_{an}$ e (b) corrente de linha na fase A do MSF. $V_{BCC} = 287,4 \text{ V}$ , Ângulo de avanço $-10,50^\circ$	62
Figura 21.	Formas de onda da (a) tensão $V_{an}$ e (b) corrente de linha na fase A do MSF. $V_{BCC} = 287,4 \text{ V}$ , Ângulo de avanço $-10,50^\circ$ $R_{DS(on)} = 6 \text{ } \Omega$	64

Figura 22.	Formas de onda do torque eletromagnético no motor MSF.	
	a) Ângulo de avanço $0,37^\circ$	(b) Ângulo de avanço $9,34^\circ$ 66
Figura 23.	Formas de onda do torque eletromagnético no motor MSF.	
	(a) Ângulo de avanço $-10,50^\circ$	(b) Ângulo de avanço $-10,50^\circ$
		$R_{DS(on)} = 6 \text{ ohms}$ 67
Figura 24.	Formas de onda da tensão $V_{ab}$ do motor MSF.	
	Ângulo de Avanço $+1,32^\circ$	69
Figura 25.	Forma de onda da corrente no Link CC do inversor.	
	$f_i = 1561,2 \text{ Hz}$ , $n = 23.418 \text{ rpm}$	
	Ângulo de Avanço $+1,32^\circ$	70
Figura 26.	Formas de onda da potência eletromagnética do motor MSF.	71
Figura 27.	Formas de ondas das tensões induzidas do motor real, senoidal e trapezoidal.	75
Figura 28.	Formas de ondas das correntes do motor real, senoidal e trapezoidal.	75
Figura 29.	Formas de ondas dos torques eletromagnéticos do motor real, senoidal e trapezoidal.	76
Figura 30.	Formas de ondas das tensões de fase do motor real, senoidal e trapezoidal.	76
Figura 31.	Formas de ondas das tensões de linha do motor real, senoidal e trapezoidal.	77

**LISTA DE TABELAS**

<i>Tabela 1. Dados elétricos e mecânicos dos motores BDCM – MSF</i>	16
<i>Tabela 2. Coeficientes de <b>Fourier</b> da tensão induzida normalizada</i>	45
<i>Tabela 3. Torque eletromagnético médio – <math>T_{eo}</math></i>	68
<i>Tabela 4. Valores simulados para o torque eletromagnético – <math>T_{eo}</math> e para o a ondulação de Torque – <math>T_{rip}</math></i>	78

## LISTA DE SÍMBOLOS

$B$	Densidade de fluxo médio produzido pelos ímãs e concatenado com as bobinas do estator [Tesla]
$D$	Coefficiente de atrito mecânico [K.gm <sup>2</sup> /s]
$e(t)$	Tensão induzida instantânea do motor [V]
$ea, eb e ec$	Tensões induzidas instantâneas nas fases a, b e c em relação ao neutro do motor [V]
$\hat{e}$	Valor máximo da tensão induzida fase-neutro [V]
$f_i$	Frequência de operação do inversor [Hz]
$f_r$	Frequência mecânica de rotação do rotor [Hz]
$f_{Hall}$	Frequência de chaveamento dos sensores Hall [Hz]
$H1, H2 e H3$	Sensores Hall 1, 2 e 3
$ia, ib e ic$	Correntes instantâneas nas fases a, b e c do motor [A]
$I_{BCC}$	Corrente do Barramento de alimentação do inversor [V]
$I_p$	Corrente de pico da corrente de fase no motor [A]
$J$	Momento de inércia do motor [Kg.m <sup>2</sup> ]
$K_i$	Constante de torque [N.m/A]
$kw$	Constante de tensão induzida [V.s/rd]
$L_a, L_b e L_c$	Indutâncias próprias das fases a, b e c [H]
$Mab, Mbc e$	
$Mca$	Indutâncias mútuas entre as fases a, b e c [H]
$n$	Rotação do rotor [rpm]
$p$	Número de pares de pólos
$Pel$	Potência eletromagnética [W]
$Pci$	Perda por correntes induzidas nos enrolamentos do estator do motor [W]
$PJoule$	Perda joule dissipada nos enrolamentos do estator do motor [W]
$Pmec$	Potência mecânica [W]
$Psup$	Perdas suplementares no motor [W]
$R$	Resistência do enrolamento fase-neutro do estator do motor [ $\Omega$ ]
$R_{DS}$	Resistência dreno-fonte do MOSFET [ $\Omega$ ]
$Sa, Sb e Sc$	Sinais dos sensores Hall de posição das fases a, b e c
$T_c(t)$	Torque eletromagnético instantâneo [Nm]
$T_{co}$	Torque eletromagnético médio [Nm]

$T_{rip}$	Torque eletromagnético de ondulação [%]
$T_L$	Torque da carga [Nm]
$t_{rr}$	Tempo de recuperação reversa do diodo [s]
$V_a, V_b \text{ e } V_c$	Tensões instantâneas nas fases a, b e c [V]
$V_{BCC}$	Tensão de alimentação do barramento de corrente contínua do inversor [V]
$V_{DS}$	Tensão dreno-fonte do MOSFET [V]
$V_{GS}$	Tensão porta-fonte do MOSFET [V]
$\omega_r$	Frequência de rotação angular do rotor [rd/s]
$\omega_e$	Frequência angular elétrica do estator [rd/s]
$\eta$	Rendimento do motor
$\theta$	Ângulo genérico
$\theta_{mec}$	Ângulo mecânico
$\theta_e$	Ângulo elétrico
$\varphi$	Ângulo de avanço ou atraso na comutação eletrônica [graus elétricos]
$\lambda$	Fluxo no entreferro [Wb]

**LISTA DE ABREVIATURAS**

<b>BDCM</b>	“Brushless DC Motor” (Motor de corrente contínua com ímãs permanentes e sem escovas)
<b>CA</b>	Corrente Alternada
<b>CC</b>	Corrente Contínua
<b>CI</b>	Circuito Integrado
<b>FMM</b>	Força Magnetomotriz
<b>MEF</b>	Método dos Elementos Finitos
<b>MFR</b>	Motor <b>BDCM</b> com ferro ranhurado no estator
<b>MSF</b>	Motor <b>BDCM</b> sem ferro no estator
<b>MOSFET</b>	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Transistor de Efeito de Campo de Metal Oxido Semicondutor)
<b>PM</b>	Permanent Magnet (Ímã Permanente)
<b>PMSM</b>	Permanent Magnet Synchronous Motor (Motor Síncrono de Ímãs Permanentes)
<b>PWM</b>	“Pulse Width Modulation” (Modulação por Largura de Pulso)
<b>rpm</b>	rotações por minuto
<b>rms</b>	“Root Mean Square” (Valor médio quadrático)
<b>N</b>	Pólo magnético Norte
<b>S</b>	Pólo magnético Sul

**RESUMO**

Esta dissertação está relacionada com a análise, modelamento e simulação de um motor com ímãs permanentes sem ferro no estator e comutado eletronicamente.

Apresenta-se, inicialmente, uma descrição geral do acionamento, abrangendo os aspectos da comutação eletrônica e da produção de torque. Apresenta-se, também, um modelo analítico para esse tipo de acionamento.

Utiliza-se dois programas computacionais de propósito geral para realizar simulações do motor, das quais resultam formas de onda de tensão, corrente e torque. Através destas simulações, é possível avaliar o desempenho do motor operando com avanço ou atraso da comutação eletrônica. Tais resultados são comparados com resultados experimentais.

***ABSTRACT***

This work deals with the analysis, modeling and simulation of a surface mounted permanent magnet ironless motor.

An overall description of the brushless drive system is presented, covering the electronic commutation and torque production aspects. An analytical model for this kind of drive is also presented.

Two general purpose simulation programs are used to make motor simulations, giving voltage, current and torque waveforms as results. From these simulations, the motor performance can be evaluated, even considering advanced or delayed commutation. These results are compared with experimental measurements.

## CAPÍTULO 1

### Introdução

Esta dissertação trata da análise, modelamento e simulação de um motor com ímãs permanentes e comutação eletrônica de alta rotação e sem ferro no estator - “**Permanent Magnet Brushless DC Motor - BDCM**”, alimentado por um inversor fonte de tensão.

Vários trabalhos de pesquisa na área de motores com ímãs permanentes com comutação eletrônica tem sido realizados desde o final da década de 70. O ótimo desempenho e dimensões reduzidas, tem resultado na sofisticação técnica destes motores, tanto nos aspectos relacionados ao projeto do circuito eletromagnético, como no projeto dos circuitos de controle e de potência. Pode-se destacar nesta área os trabalhos de **Miller [44]**, **Hendershot & Miller [25]**, **Hanselman [23]**, **Dote & Kinoshita [12]**, **Kenjo [32]** e **Sokira & Jaffe [66]**, **Pillay [58]**, **Colby [7]**.

Uma forma de garantir o desempenho destes motores em rotações muito altas é a utilização do motor BDCM sem ferro no estator - (**BDCM-MSF**) ou “**Ironless Brushless DC Motor**”, **Mandawala [39]**. O motor BDCM-MSF apresenta melhor eficiência do que o motor BDCM com ferro no estator (**BDCM-MFR**), pois devido a ausência do ferro não ocorrem as perdas por *histerese* e *Foucault*. Além disso, não existe o problema do torque de ranhura “cogging torque”, comum em motores cujo estator possui ferro.

Em 1995, foram desenvolvidos e analisados por **Scheibig [63]**, dois protótipos de motores BDCM de 315 W com 8 pólos magnéticos no rotor. Um destes protótipos foi construído com ferro no estator - **BDCM-MFR** e o outro sem ferro no estator - **BDCM-MSF**. Estes motores foram desenvolvidos para atingir rotações superiores a 24.000 rpm. Tal estudo concluiu que o motor **BDCM-MSF** possui um melhor desempenho do que o motor **BDCM-MFR** nesta aplicação específica. As soluções técnicas adotadas para o motor - **BDCM-MSF**, com respeito aos circuitos de controle e circuitos de potência que realizam a comutação eletrônica, foram as mais simples possíveis.

Este trabalho pretende efetuar o modelamento matemático deste sistema. Utilizando-se de equações de estado mecânicas e elétricas, serão realizadas simulações computacionais que serão comparadas com resultados experimentais. O comportamento do motor também pode ser analisado considerando avanços e atrasos na comutação eletrônica.

Em diversos trabalhos publicados, anteriormente, tratando do modelamento matemático dos motores BDCM Acarnley [1, 2], Carlson, Mazenc & Fagundes [5], Demerdash [9, 10], Goldemberg [21, 22], Nucera & Krause [51], Pillay & Krishnan [53, 54, 55, 56, 57] verificou-se que foram adotadas idealizações nas características elétricas e construtivas dos motores. Por exemplo, estes trabalhos consideravam a tensão induzida no estator do motor como sendo idealmente senoidal ou trapezoidal, o que não ocorre na prática. Uma das peculiaridades deste trabalho é **considerar a tensão induzida real** disponível nos terminais do motor para a simulação matemática.

O roteiro adotado neste trabalho é:

- 1) Uma descrição geral do projeto e construção dos componentes individuais do sistema de acionamento do motor BDCM-MSF;
- 2) Fazer o modelamento matemático e a simulação do motor BDCM - MSF. Tal modelo deverá permitir a visualização das formas de onda de tensão, corrente e torque do motor operando em regime permanente, inclusive em condições de avanço ou atraso na comutação eletrônica. As simulações serão feitas utilizando dois programas de simulação computacional: **SIMNON [13]** e **PSPICE [59]**.
- 3) Comparar os resultados das simulações com resultados experimentais.

O modelo matemático e os programas computacionais poderão ser utilizados futuramente no desenvolvimento de acionamentos e motores **BDCM** com características semelhantes.

## CAPÍTULO 2

### Características gerais dos motores de ímãs permanentes

Existem, basicamente, duas famílias de motores síncronos com ímãs permanentes: os “motores síncronos com ímãs permanentes” (Permanent Magnet Synchronous Machines-PMSM) e os “motores DC sem escovas” (Brushless Direct Current Machines-BDCM). Apesar desta dissertação concentrar sua atenção nos motores BDCM apresentar-se-á inicialmente, algumas características dos motores PMSM.

#### 2.1 O motor PMSM

Os motores PMSM operam exatamente como motores síncronos convencionais nos quais o enrolamento de campo é substituído por um ímã permanente. Desta forma, não existe controle da excitação de campo. Idealmente, a distribuição de fluxo ao longo do entreferro é senoidal, assim como as correntes que circulam no estator, geralmente trifásico. Para obter tais correntes é necessário o uso de sensores de corrente e de circuitos baseados em microprocessadores **Hui & Bolton [28]**, **Garate, Carrasco & Bowden [19]**, assim como um sensoramento preciso de posição, através de “encoder” absoluto de alta resolução ou de um par de conversor-resolver **Tomasek [68]**. Teoricamente, esse tipo de acionamento fornece um torque livre de ondulação, sendo indicado para aplicações de controle de posição com alta resolução.

#### 2.3 O motor BDCM

A Figura 1 apresenta o sistema básico de um acionamento com motor BDCM, que possui um enrolamento trifásico no estator. Estes enrolamentos são alimentados através de um inversor trifásico composto por seis chaves de potência (**T1-T6**) e seis diodos de retorno (**D1-D6**).

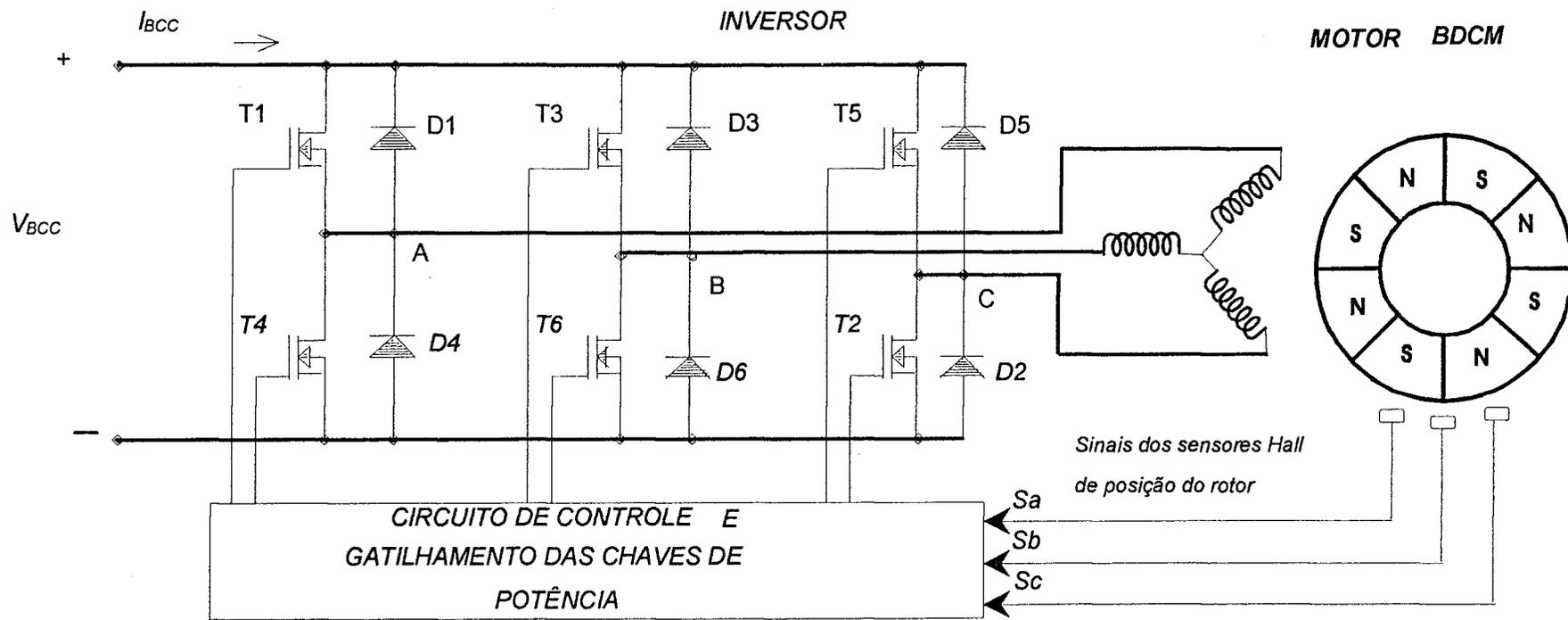


Figura 1. Sistema básico de acionamento do motor BDCM.

Existe um conjunto de sensores de posição capaz de detectar a posição dos pólos magnéticos do rotor. A partir dos sinais fornecidos por tais sensores existe uma lógica de controle que define quais fases irão conduzir corrente (além do sentido desta corrente) de maneira a produzir um determinado sentido de torque. Esta lógica gera os sinais de comando dos transistores do inversor. Desta forma, o sincronismo entre as correntes de alimentação do estator e o fluxo do rotor são garantidos para qualquer velocidade. Visto do lado do barramento de corrente contínua que alimenta o inversor, o conjunto consistido do inversor, motor síncrono de ímãs permanentes e o sensor de posição se comporta como um motor convencional de corrente contínua com escovas. Tal similaridade é responsável pela denominação “BDCM - Brushless Direct Current Machine”, ou motor de ímãs permanentes e comutação eletrônica.

A Figura 2 apresenta, de forma idealizada, as tensões e as correntes nas fases A, B, C da máquina quando esta opera como motor. Essa mesma figura apresenta o torque eletromagnético nesta condição idealizada de operação, onde se nota que não existe pulsação. Através desta figura, verifica-se que é preciso haver uma relação de fase muito precisa entre as tensões e correntes nas fases do motor de forma a se obter um torque sem ondulação.

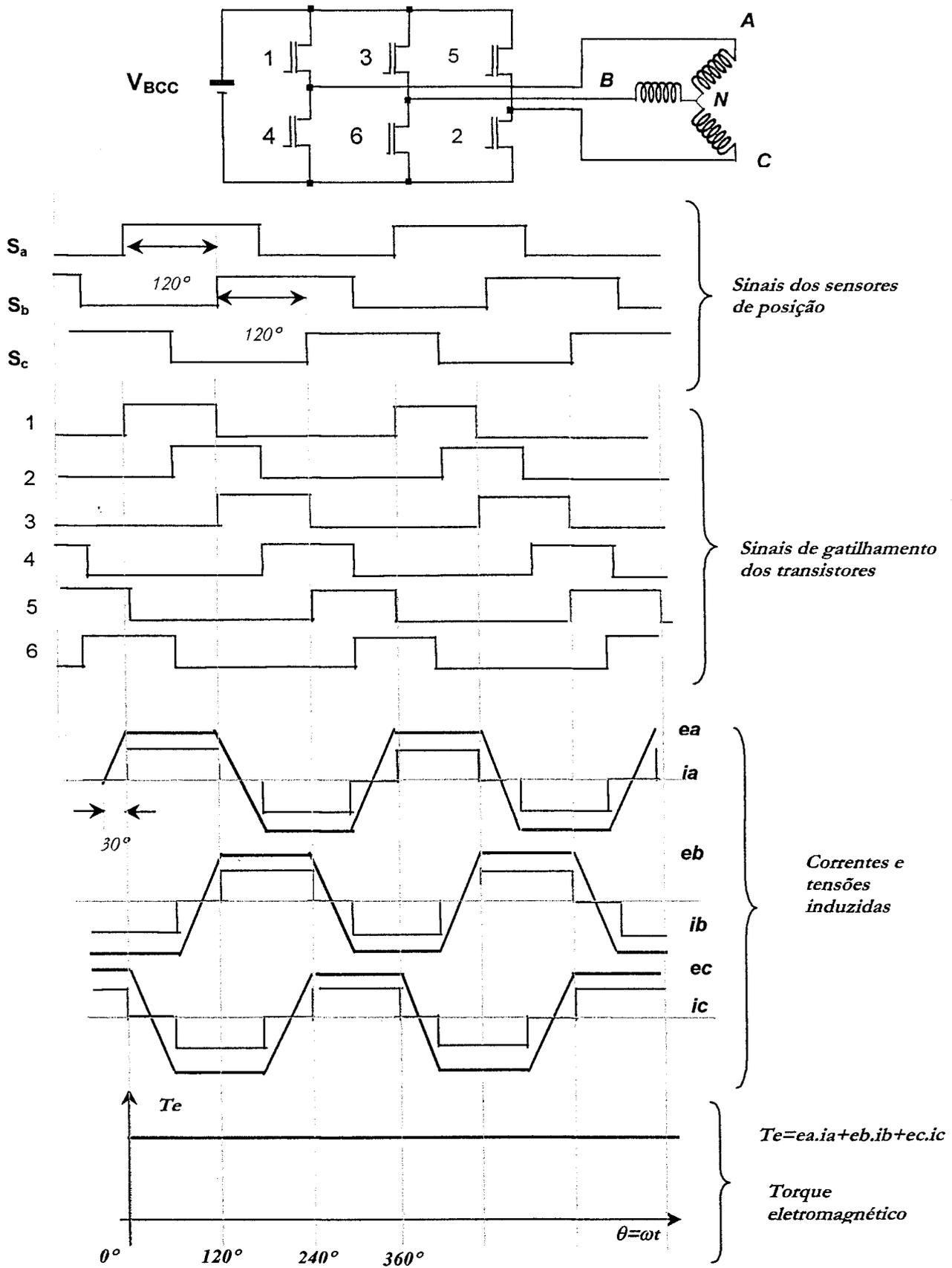


Figura 2. Diagrama de tensões, correntes e torque eletromagnético para um motor BDCM.

Esta constância do torque eletromagnético também pode ser vista nas Figura 3a e 3b, que apresentam um diagrama esquemático do motor em vários instantes, antes e depois da comutação.

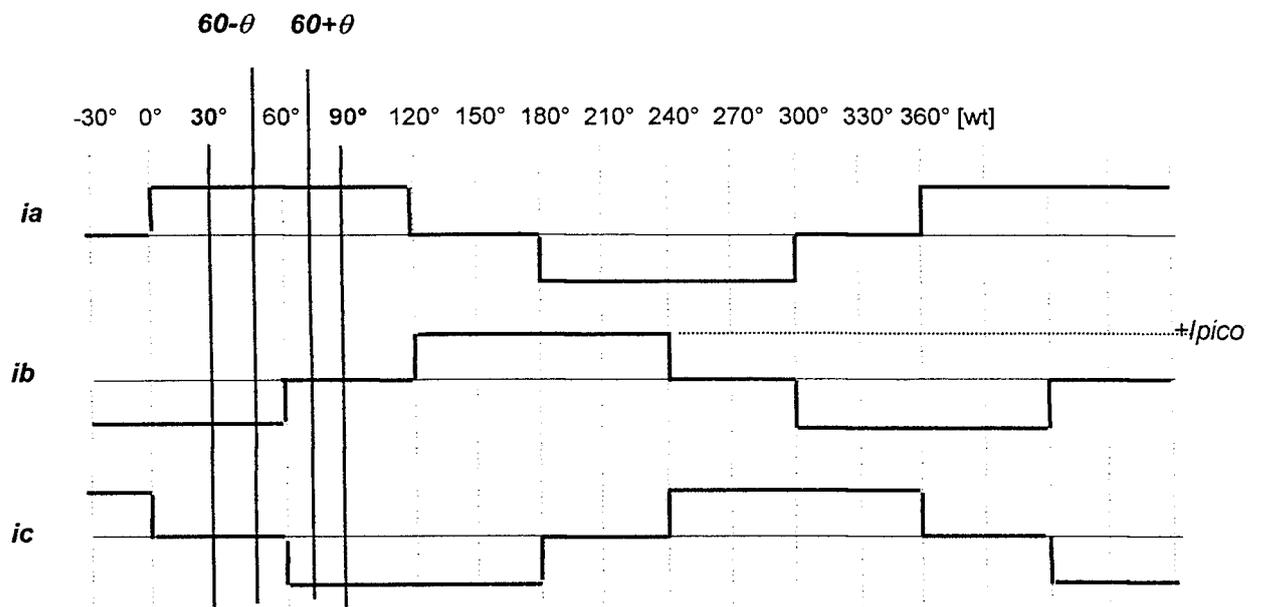


Figura 3a. Diagrama esquemático das correntes no motor em vários instantes do ciclo elétrico.

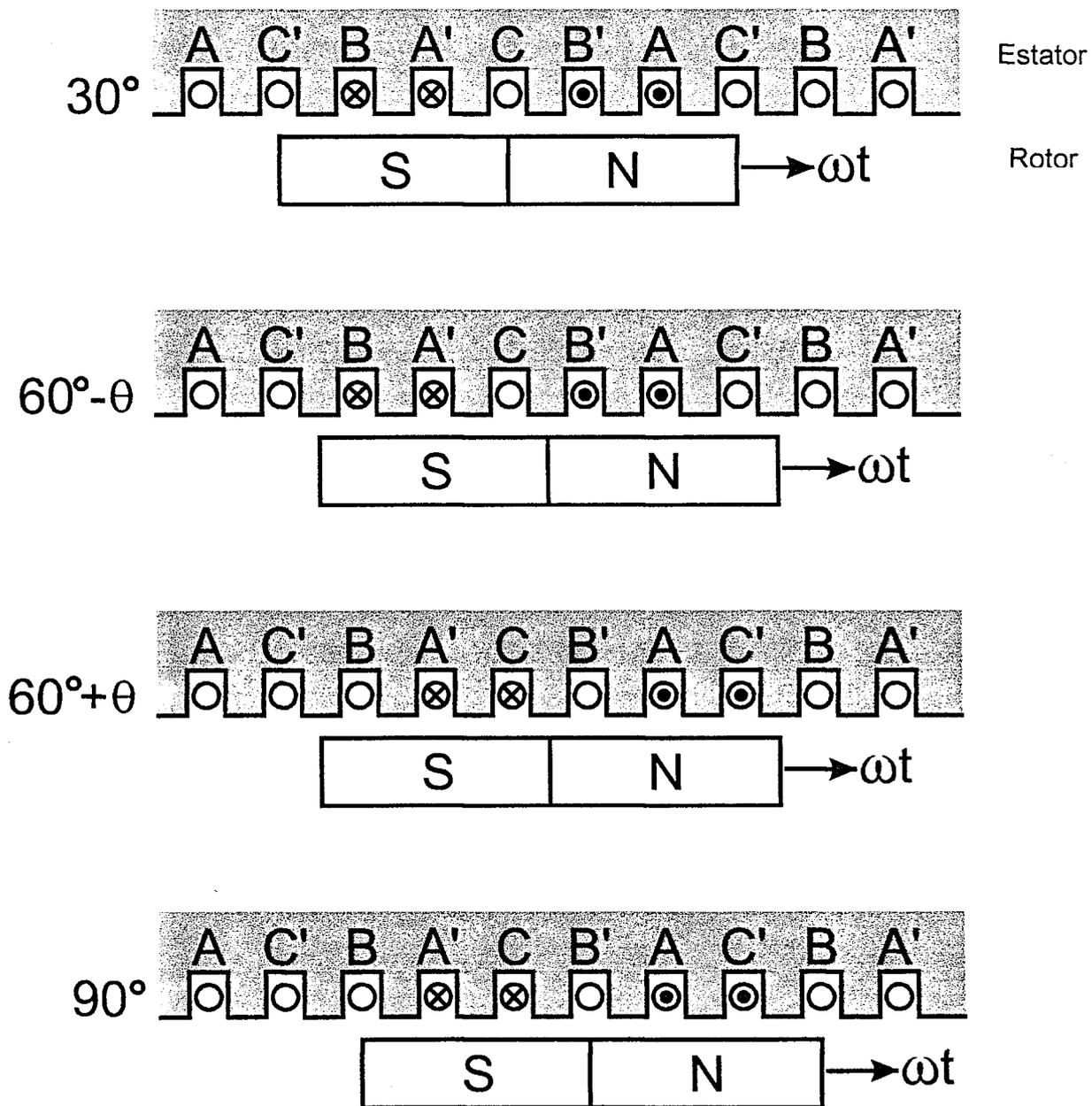


Figura 3b. Diagrama esquemático do motor em vários instantes do ciclo elétrico.

A situação idealizada descrita anteriormente não ocorre na prática, dando origem a uma pulsação de torque que possui várias componentes **Hanselman [24], Le Huy, Perret & Feuillet [34], Jahns [31], Bolton [3] e Murai [48]:**

- como a distribuição de campo magnético não é perfeitamente retangular, a tensão induzida nas fases não será perfeitamente trapezoidal. Em particular, o topo do trapézio não será constante;
- a corrente imposta aos enrolamentos do estator não será perfeitamente retangular;
- haverá um tempo finito para comutar a corrente de uma fase a outra em função das indutâncias da máquina. Como a tensão aplicada aos enrolamentos é finita, este tempo de comutação pode vir a se tornar significativo se o motor estiver operando em alta velocidade;
- no caso de motores com ferro no estator haverá um torque de ranhura - “cogging torque”, mesmo que as ranhuras do estator sejam inclinadas.

Normalmente, as inércias do sistema mecânico são suficientemente elevadas para que tais pulsações de torque não tenham efeito significativo sobre a velocidade.

### **2.3 Vantagens e desvantagens dos motores BDCM**

Algumas vantagens dos motores BDCM são:

- elevada razão potência/peso e potência/volume, pois a utilização de ímãs de alta densidade de energia permite a obtenção de alta densidade de fluxo no entreferro;
- alto rendimento;
- ausência de contatos deslizantes;
- operação segura e livre de manutenção em velocidades elevadas;
- baixa inércia do rotor, o que se traduz em alta performance dinâmica;

- simplicidade no controle;
- necessita de apenas um único sensor de corrente monitorando a corrente que circula no barramento de corrente contínua do inversor.

Algumas desvantagens dos motores BDCM são:

- ondulação de torque (“ripple torque”), geralmente associada à comutação eletrônica;
- necessidade de sensores de posição do rotor, apesar de existir a possibilidade de se operar sem sensores (“sensorless”) fazendo uso de técnicas adequadas. Entretanto, os dispositivos para sensoreamento de posição são mais simples do que aqueles utilizados em motores PMSM;
- possibilidade de desmagnetização dos ímãs permanentes em situações de falha ou curto-circuito;
- o projeto mecânico do rotor deve considerar as dificuldades na fixação dos ímãs permanentes, principalmente em aplicações de alta velocidade;
- inadequação deste tipo de motor para o controle de posição.

No caso específico dos motores BDCM-MSF existem algumas vantagens adicionais:

- alto rendimento em rotações elevadas (superior a 85 %). Considerando as perdas Joule ( $I^2R$ ) e como não há perdas no ferro, comum nos motores **BDCM** de ferro ranhurado, obtém-se um motor com maior eficiência para a mesma velocidade e torque de saída;
- melhor desempenho em alta velocidade. Como os enrolamentos do motor não são envolvidos por ferro laminado as indutâncias dos enrolamentos do motor são relativamente baixas;
- torque de ranhura (“cogging torque”) nulo. Tipicamente nos motores com ímãs permanentes convencionais, os ímãs permanentes apresentam um posição angular

preferencial com respeito às ranhuras do estator, mesmo quando são adotadas ranhuras inclinadas no estator. Com a ausência do ferro do estator, o motor BDCM-MSF não apresenta posições preferenciais;

- baixos níveis de ruído, pois os enrolamentos do estator podem ser distribuídos de maneira mais uniforme;

No caso específico dos motores BDCM-MSF existem algumas desvantagens adicionais:

- a ausência de ferro no estator diminui a densidade de fluxo no entreferro, diminuindo a razão potência/peso e potência/volume.

#### 2.4 Aplicações típicas dos motores BDCM

Os motores **BDCM** genéricos têm se tornado uma das melhores escolhas nas aplicações em acionamentos industriais de máquinas-ferramenta, em robótica **Kenjo & Nagamori [32]**, **Viarouge, Lajoie –Mazenc & Andrieux [69]**, e em aplicações como “compact disk players”, gravadores de vídeo, ventiladores, aspiradores de pó industriais, acionadores de disco flexível e rígidos em computadores, impressoras. Devido ao seu desempenho, os motores **BDCM** também têm sido aplicados no acionamento de veículos elétricos **Chan [6]**.

A aplicação dos motores **BDCM** de alta rotação é indicada na indústria têxtil, aeroespacial **Mhango [40]**, bombas de auto-vácuo **Pal [52]**, e mais recentemente, em fontes ininterruptas de energia rotativas - “Flywheel Energy Storage Systems” **Proud, Kelsall & Alexander [61]**, **Weh, Steingröver & Meins [71]**.

## 2.5 Considerações sobre o controle do motor BDCM

Uma função básica de qualquer controle é efetuar a comutação eletrônica das fases levando em conta as informações dadas pelos sensores de posição.

Existem, atualmente, uma série de circuitos integrados capazes de realizar o acionamento completo de motores **BDCM** de baixa potência, sendo que alguns destes CI's incorporam funções que vão desde interface, decodificação dos sinais dos sensores, controle utilizando técnicas **PWM**, acionamento das chaves de potência do inversor e as próprias chaves de potência, **Goldemberg [22]**. Apenas a título de exemplo, alguns circuitos integrados são:

- Motorola                    MC33035 Brushless DC Motor Controller
- Philips/Signetics        NE5570 Brushless DC Motor Controller e
- Hewlett Packard        HCTL1000 General Purpose Motion Control IC
- National Semiconductor   LM621 Brushless DC Motor Controller
- Philips/Signetics        TDA5140 Sensorless Spindle Motor Controller
- Micro Linear             ML4410 Sensorless Spindle Motor Controller

Os dois últimos circuitos listados dispensam o uso de sensores de posição sendo capazes de detectá-la através da tensão induzida. Nesta dissertação deu-se preferência ao projeto, construção e avaliação de um inversor montado com componentes discretos, devido a facilidade de aquisição.

O comando do inversor faz com que em cada instante apenas duas chaves estejam ligadas. A amplitude da corrente nas fases em condução é igual a amplitude da corrente IBCC.

No esquema de alimentação trapezoidal, o campo girante é criado pela comutação da corrente IBCC de fase para fase em intervalos equivalentes a 60 graus elétricos. A comutação é sincronizada com os sinais dos sensores de posição. Uma vez que o sinal de

sincronização é necessário somente a intervalos de 60 graus elétricos, a posição do sensor pode ser determinada de maneira muito simples, por meio de sensores Hall.

## **2.6 Principais características do motor BDCM-MSF**

A Figura 4 apresenta um corte transversal do motor BDCM-MSF.

A estrutura interna é o estator, feito PVC, que é um material não magnético e não condutor. O rotor externo em anel é fabricado em aço 4140, garantindo uma estrutura rígida para operação em altas velocidades. Na superfície interna deste anel estão montados e colados os segmentos de ímãs permanentes, formando 4 pares de pólos.

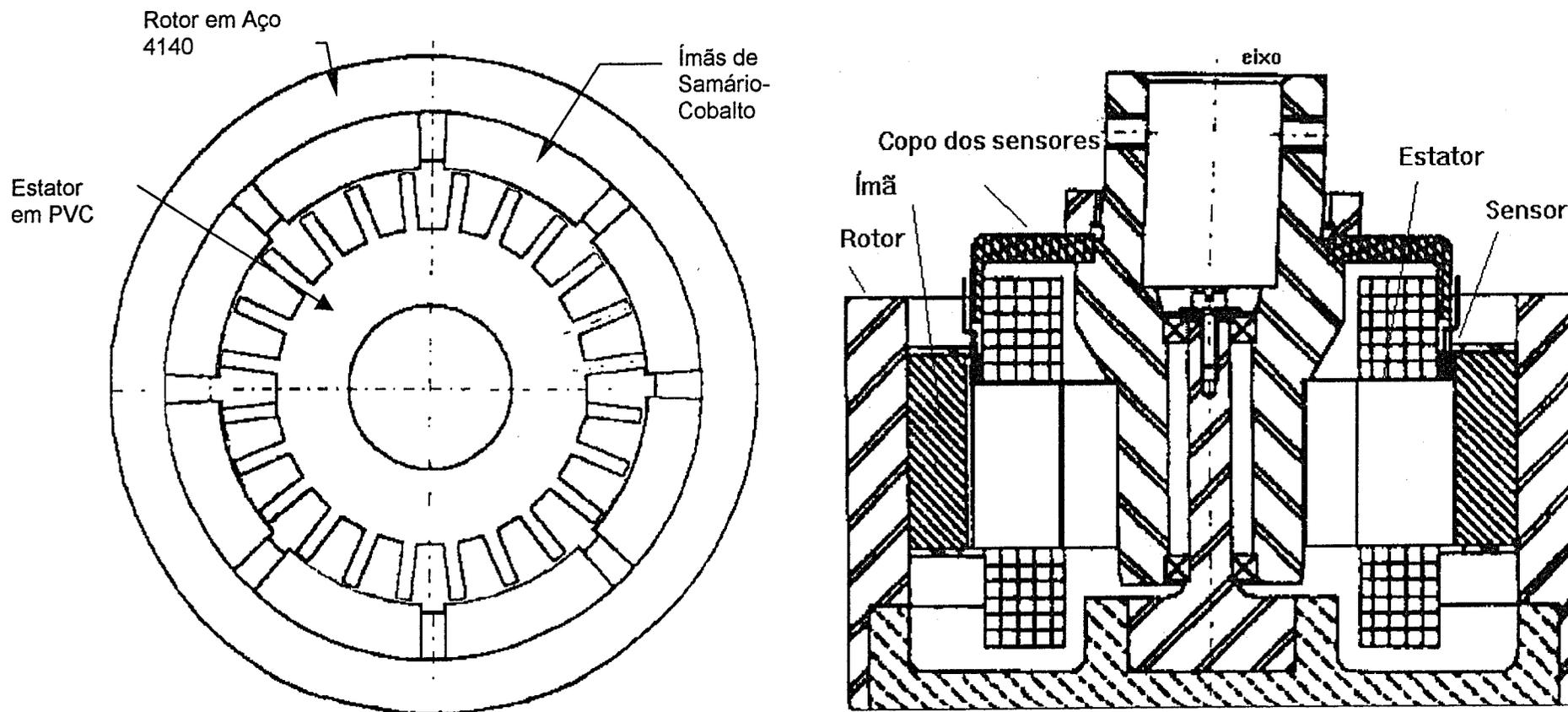


Figura 4. Corte transversal e longitudinal do motor sem ferro no estator - MSF

As características e dados elétricos mais importantes do motor estão apresentados na Tabela 1, tendo sido extraídos do trabalho de Scheibig [63].

Tabela 1.

*Dados elétricos e mecânicos dos motores BDCM - MSF.*

CARACTERÍSTICAS	MOTOR SEM FERRO - MSF
<i>Número de pólos</i>	$p = 8$
<i>Resistência por fase</i>	$R = 2,4 \Omega @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$
<i>Indutância própria</i>	$L = 423 \mu\text{H}$
<i>Indutância mútua</i>	$M = 127 \mu\text{H}$
<i>Constante de tensão induzida</i>	$K_w = 60,1 \text{ mVpico / (rd/Seg)}$
<i>Potência mecânica máxima</i>	$P_{\text{máx}} = 315 \text{ Watts}$
<i>Torque nominal</i>	$T_{e0} = 0,125 \text{ N.m}$
<i>Material dos ímãs</i>	$\text{SmCo5}$
<i>Número de fases</i>	3
<i>Ligação do estator</i>	Estrela
<i>Rotação</i>	24000 rpm - (400 Hz)
<i>Número de ranhuras</i>	24
<i>Número de ranhuras/pólo/fase</i>	1 (enrolamento concentrado de passo pleno)
<i>Tensão de linha</i>	300 V
<i>Corrente nominal do enrolamento</i>	0,82 Arms (valor para forma de onda idealizada)
<i>B<sub>médio</sub> (Densidade de fluxo medido no entreferro)</i>	0,2 a 0,3 Tesla
<i>Momento de Inércia do rotor (sem carga externa ao motor)</i>	$J = 0,15 \cdot 10^{-2} \text{ kg.m}^2$

## 2.7 Os sensores de posição do rotor

### 2.7.1 Tipos de sensores

Nos motores BDCM podem ser utilizados vários tipos de sensores de posição:

- a) “optical switches” do tipo fotodiodos ou fototransistores;
- b) efeito Hall.

Neste trabalho preferiu-se utilizar sensores do tipo Hall, pois possuem custo e dimensões reduzidas. Esse tipo de sensor se apresenta na forma de um circuito integrado produzindo um sinal lógico na saída, sendo capaz de responder às altas frequências de chaveamento, **Honeywell [26]**. Um ponto crítico é o posicionamento preciso dos sensores, pois em uma máquina de 8 pólos, cada grau mecânico equivale a 4 graus magnéticos. A frequência de chaveamento não é um elemento crítico, pois a 24.000 rpm, a frequência de chaveamento dos sensores será de 1600 Hz.

Os sensores estão montados no estator, equidistantes de 120 graus mecânicos. O dispositivo mecânico permite ajustar o posicionamento dos três sensores Hall simultaneamente, adiantando ou atrasando o ponto da comutação eletrônica otimizando a operação do conjunto inversor/motor/carga.

Na saída dos sensores Hall têm-se três sinais lógicos denominados **Sa, Sb e Sc**, defasados de  $120^\circ$  como apresenta a Figura 2. Estes sinais são aplicados ao circuito decodificador responsável pela geração dos sinais de comando das chaves de potência do inversor.

### 2.7.2 O avanço e atraso nos sensores de posição

A amplitude da corrente na fase é determinada pelas características da tensão

aplicada na mesma, da impedância de fase, da tensão induzida, bem como da frequência de chaveamento.

O ângulo de avanço possui um efeito direto na qualidade das formas de onda das correntes de fase. Para um dado ajuste, a amplitude das correntes de pico aumentam. Portanto, para valores elevados de ângulo de avanço, tanto positivos quanto negativos, o perfil da corrente e seus valores máximos serão critérios para a definição, inclusive dos parâmetros máximos exigidos das chaves de potência do inversor.

A Figura 5 apresenta o ângulo de avanço  $\varphi$  para o motor BDCM. O valor ótimo teórico para este ângulo é de 0 graus elétricos (que corresponde a corrente na fase atrasada de 30 graus elétricos em relação a tensão induzida fase-neutro).

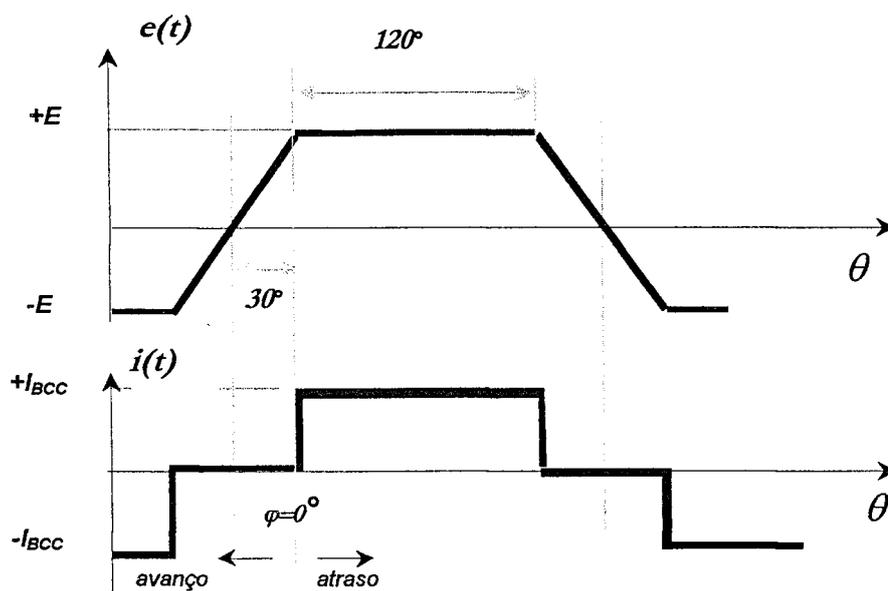


Figura 5. Ponto de comutação da corrente em relação a tensão induzida trapezoidal idealizada para o motor BDCM trifásico.

Uma vez que o período de condução corresponde a 120 graus elétricos, tendo-se o ângulo de avanço  $\varphi=0$ , a corrente de fase e a tensão induzida estarão centradas uma em relação a outra. Esta medida maximiza o produto tensão x corrente.

Segundo **Demerdash, Nehl & Fouad [11]**, em condições de torque de carga elevado ou de velocidade elevada, o ângulo de avanço limita o máximo valor que a corrente pode atingir, pois a corrente é injetada após a tensão induzida atingir o ângulo de 30 graus elétricos.

Considerando que a tensão induzida se opõe ao crescimento da corrente, é necessário, em condições de pico de carga, avançar o ponto onde é injetada corrente na fase. Como conseqüências tem-se o aumento da ondulação no torque eletromagnético gerado, e redução no resultado do produto tensão x corrente. No entanto, este efeito será compensado por um substancial incremento na amplitude da corrente, como será visto nos ensaios experimentais.

### 2.7.3 Operação “Sensorless”

Também é possível operar os motores BDCM sem sensores de posição (“sensorless”) **Iizuka [29]**, **Le-Huy, Jakubowics & Perret [35]**. Em um motor BDCM trifásico, apenas 2 fases são energizadas ao mesmo tempo. A tensão induzida instantânea na fase desenergizada pode ser usada para determinar a posição do rotor. Tal método só funciona acima de uma velocidade mínima do rotor.

A importância da operação “sensorless” para a os motores BDCM se deve a:

- redução de custo e volume no motor;
- ausência de conexões adicionais ao estator;
- aumento da confiabilidade.

Essas vantagens exigem uma sofisticação do controle eletrônico fazendo com que seja capaz de fazer esta detecção indireta de posição, sendo que alguns dos circuitos integrados existentes comercialmente já incorporam tal característica.

## 2.8 O circuito inversor desenvolvido para o motor BDCM - MSF

Neste trabalho decidiu-se pela utilização de **MOSFET's** de potência, devido:

- a baixa potência necessária para os circuitos de excitação de “gate”;
- a possibilidade de utilizar o mesmo componente caso venha a ser utilizada alguma técnica de modulação para o controle da corrente do motor, o que exigiria frequências de chaveamento relativamente altas, superiores às permitidas pelos IGBT's;
- a disponibilidade do componente e a baixo custo.

Foi utilizado o transistor BUZ80A, que já incorpora o diodo de retorno em anti-paralelo **Motorola** [45]. Algumas características que merecem atenção são:

- a resistência “drain-source”  $R_{DS}$  do **MOSFET**, pois no caso do motor BDCM-MSF as indutâncias têm valor muito pequeno e portanto, a importância relativa das resistências aumenta;
- o tempo de recuperação reversa  $t_r$  do diodo de retorno intrínseco conectado entre dreno e fonte do **MOSFET** de potência.

O circuito inversor desenvolvido, requer circuitos de “gate” separados e isolados para os três **MOSFET's** que estão conectados a linha de alimentação positiva do inversor.

O circuito integrado dedicado **IR2110**, aciona, de forma adequada, o par de **MOSFET's** de cada braço da ponte inversora da Figura 1, **International Rectifier** [30].

O **IR2110** foi desenvolvido para trabalhar com tensões do barramento CC (entrada do inversor), próximas a 500 V. Este CI utiliza a técnica ‘bootstrap’, sendo capaz de trabalhar em frequências de centenas de kHz, **AN 978 – Young [10]**.

Outros aspectos dos circuitos inversores aplicados a motores BDCM podem ser verificados em **Dote & Kinoshita [12]**, **Hendershot [25]**, **Hanselman [23]**, **Mohan [47]**, **Murphy [49]**, **Rashid [60]**, **Sokira & Jaffe [66]**.

## CAPÍTULO 3

### Modelo matemático do sistema

Neste capítulo o modelo do sistema é descrito. Com propósitos de descrição e análise da simulação computacional considera-se os modelos do inversor e do motor **BDCM** de forma integrada, pois o seu funcionamento depende de como é executada a comutação eletrônica associada a operação do inversor e sensores de posição, e também do tipo de carga sendo acionada.

#### 3.1 O que é um modelo matemático

Um modelo matemático, *“é uma representação abstrata da realidade através de equações”*, Garcia [20].

Ainda segundo Garcia [20], *“a equação ou conjunto de equações que compõem o modelo são uma aproximação do processo real. Dessa forma, o modelo não pode incorporar todas as características, tanto macroscópicas quanto microscópicas, do processo real. Deve-se procurar um compromisso entre o custo de ter o modelo, isto é, o tempo e o esforço requeridos para obtê-lo e verificá-lo, e o nível de detalhes do mesmo, bem como os benefícios esperados de sua aplicação. O propósito do modelo determina, em última análise, sua precisão.”*

#### 3.2 O que é simulação

### 3.3 Trabalhos de outros autores sobre o modelamento e simulação de motores BDCM

Muitos trabalhos têm sido publicados sobre a simulação ou modelamento matemático de motores **BDCM**, nas suas mais diversas configurações, faixa de potência e aplicações.

Como foi explicado no Capítulo 2 o motor síncrono de ímãs permanentes possui uma tensão induzida senoidal e requer correntes senoidais no estator para produzir torque constante, enquanto o motor **BDCM** possui uma tensão induzida trapezoidal e requer correntes retangulares no estator para produzir torque constante.

No entanto, devido ao efeito das indutâncias, as correntes de fase desviam, significativamente, da forma de onda retangular que é normalmente assumida para o projeto e síntese do modelo matemático, **Howe [27]**.

Em um motor BDCM, a variação do fluxo devido, principalmente, aos ímãs permanentes é responsável pela produção da tensão induzida nos enrolamentos do estator. A forma de onda da tensão induzida também difere da trapezoidal ideal. A forma de onda da tensão induzida real depende da densidade de fluxo e da distribuição dos condutores do estator. Outros parâmetros que determinam a forma de onda da tensão induzida são a forma de magnetização dos ímãs (radial ou paralela) e a estrutura do dente da ranhura do estator, **Sebastian [64]**. Como consequência o produto das tensões induzidas pelas correntes de fase podem resultar em significativa ondulação de torque, causando vibrações no motor.

Vários métodos numéricos para análise do desempenho em regime permanente de motores **BDCM** têm sido desenvolvidos. Tais métodos, apesar de permitirem um elevado grau de refinamento no modelo do sistema, **Evans [16]**, exigem frequentemente grande esforço computacional. Um destes métodos utiliza a aproximação por simetria da máquina e seu acionamento. Este método foi adotado para encontrar soluções para o modelamento do motor **MSF**.

Tal técnica foi utilizada inicialmente por **Novotny [50]**, para analisar o desempenho de um motor de indução monofásico controlado a triac. Posteriormente, esta técnica foi

estendida e utilizada por Lipo [36], para analisar o desempenho em regime permanente de um motor de indução trifásico com controle de tensão realizado por tiristores gatilhados simetricamente e mais recentemente, foi aplicada também para analisar motores **BDCM** Demerdash [9, 10], Nucera & Krause [51], Acarnley [1], Carlson, Mazenc & Fagundes [5], Goldemberg [22], Pillay & Krishnan [53, 54, 55, 56, 57], Elmissiry [14], Silva [65].

Alguns destes trabalhos sobre motores com ímãs permanentes, consideraram também a forma de onda da tensão induzida senoidal ou trapezoidal idealizadas para viabilizar soluções analíticas para os modelos. Na prática, a forma de onda da tensão induzida é diferente destas formas de onda idealizadas e portanto, os resultados numéricos obtidos conduziram a resultados aproximados das variáveis elétricas e mecânicas do sistema.

Um dos propósitos deste trabalho é desenvolver um programa de simulação que apresente uma resposta mais fiel ao modelo físico para um motor **BDCM** trifásico e que considere entre outros aspectos, a forma de onda real da tensão induzida. Neste caso, como a tensão induzida difere das idealizadas, uma solução analítica para as equações diferenciais do sistema fica dificultada, sendo necessário a utilização de um programa de simulação para solução das equações de estado do modelo.

Como resultado do desenvolvimento do modelo matemático é possível obter e avaliar parâmetros elétricos e mecânicos do sistema, tais como formas de onda e valores instantâneos das tensões, correntes e torque, entre outros, para diferentes condições de carga e operação de um motor **BDCM**.

### 3.4 Sistemas de coordenadas utilizadas para a modelagem do motor **BDCM**

Segundo Pillay [25], ainda existem diferentes sistemas de coordenadas para o modelamento do motor **BDCM**: se variáveis de fase  $abc$  ou coordenadas de eixo  $d,q,0$

(eixo direto e eixo em quadratura). A resposta sobre qual modelo deve ser utilizado está na avaliação da estrutura do motor a ser modelado.

O motor síncrono de ímãs permanentes - **PMSM**, é similar ao motor síncrono de rotor bobinado. Segundo **Krause [33]**, o modelo por coordenadas  $d, q, \theta$  do **PMSM** pode ser derivado do modelo de máquinas síncronas com as equações dos enrolamentos amortecedores e correntes dinâmicas de campo removidos.

A transformação das equações da máquina síncrona das variáveis de fase  $abc$  para as coordenadas  $d, q, \theta$  força todas as indutâncias que variam senoidalmente na estrutura  $abc$  a se tornarem constantes na estrutura  $d, q, \theta$ .

No motor **BDCM**, uma vez que a forma de onda da tensão induzida é não-senoidal, as indutâncias não variam senoidalmente com o ângulo do rotor. Portanto, segundo **Pillay [57]**, parece não haver vantagens em transformar as equações para a estrutura  $d, q, \theta$  uma vez que as indutâncias não serão constantes após a transformação. Nestes casos, é proposto o uso das variáveis de fase  $abc$  para modelar o motor **BDCM**.

Portanto, baseado nestas considerações, optou-se pelo modelamento do motor **BDCM-MSF** utilizando as variáveis de fase  $abc$ .

### 3.5 O Modelamento do motor BDCM

O motor **BDCM** genérico com múltiplas fases pode ser representado em forma de equações de estado matriciais como:

$$[v]^T = [R]i + [L]\frac{d\vec{i}(t)}{dt} + \omega r \frac{d\vec{\lambda}(\theta)}{d\theta} \quad (1)$$

que na forma matricial corresponde a:

$$\begin{bmatrix} V1 \\ V2 \\ V3 \\ \cdot \\ \cdot \\ Vn \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R1 & & & & & \\ & R2 & & & & \\ & & R3 & & & \\ & & & \cdot & & \\ & & & & \cdot & \\ & & & & & Rn \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ i3 \\ \cdot \\ \cdot \\ in \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} M11 & L12 & L13 & & & \\ L21 & M22 & & & & \\ L31 & & M33 & & & \\ & & & \cdot & & \\ & & & & \cdot & \\ Ln1 & Ln2 & Ln3 & & & \\ & & & & & Mnn \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ i3 \\ \cdot \\ \cdot \\ in \end{bmatrix} + \frac{d\theta}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \frac{d\lambda1}{d\theta} \\ \frac{d\lambda2}{d\theta} \\ \frac{d\lambda3}{d\theta} \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{d\lambda n}{d\theta} \end{bmatrix} \quad (2)$$

onde:

- $n$  é o número de fases do motor.
- $V$  é a tensão sobre o enésimo enrolamento.
- $Ri$  é a resistência do enésimo enrolamento.
- $Lii$  é a indutância própria do enésimo enrolamento.
- $Mii$  é a indutância mútua do enésimo enrolamento.
- $\theta$  é a posição angular do rotor do motor.
- $\lambda$  é o fluxo magnético por pólo produzido pelos ímãs.

A tensão induzida nas fases do motor –  $e(t)$ , é função da posição do rotor, e a amplitude varia linearmente com a velocidade do rotor, sendo representada pela seguinte expressão genérica:

$$e = \omega_r \cdot \frac{d\lambda(\theta)}{d(\theta)} = \omega_r \cdot f(\theta) \cdot K_w \quad (3)$$

A tensão induzida pode ser obtida pela medição direta da tensão entre terminais fase e neutro do motor, funcionando como gerador em vazio (sem carga), ou calculada utilizando o Método dos Elementos Finitos - **MEF**, Cardoso [4].

Para um motor **BDCM** trifásico com enrolamentos de fase ligados em estrela, o circuito equivalente pode ser representado como na Figura 6:

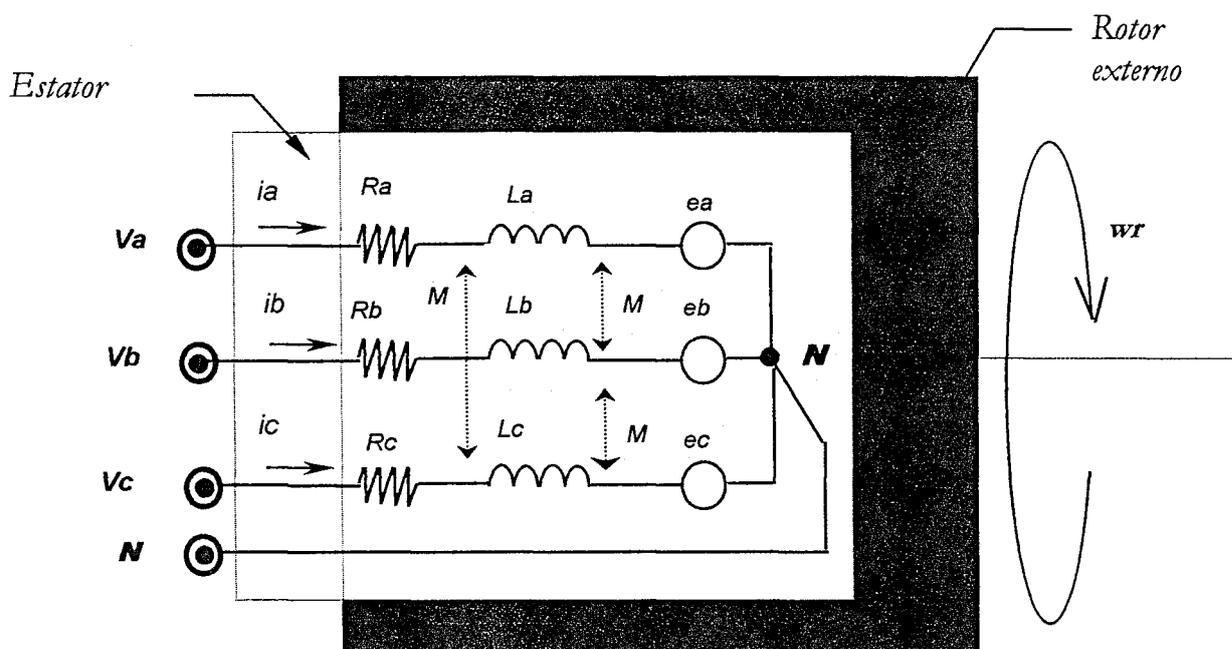


Figura 6. Circuito elétrico equivalente do motor **BDCM**

Onde:

$ea, eb, ec$  são as tensões induzidas nos enrolamentos do estator operando como gerador em vazio (circuito aberto), e são originadas pela variação do fluxo concatenado nas bobinas de cada fase, gerado pelos ímãs.

$ia, ib, ic$  são as correntes nas fases do estator.

$Va, Vb, Vc$  são as tensões de fase-neutro do estator.

$M$  é a indutância mútua [H].

$Ra = Rb = Rc = R$  é a resistência de fase do enrolamento [ $\Omega$ ].

$La = Lb = Lc = L$  é a indutância própria de fase [H].

As equações que descrevem o comportamento do Motor **BDCM-MSF** e da carga são válidas considerando que:

- As indutâncias próprias e mútuas não se alteram com a posição do rotor, ou seja, considera-se o rotor isotrópico;
- A resistência dos enrolamentos do estator não é afetada pelo efeito pelicular, adotando-se seu valor CC.

Que na forma matricial corresponde a:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_a & M_{ba} & M_{ca} \\ M_{ba} & L_b & M_{cb} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

Assumindo que as resistências de todos os enrolamentos do estator são iguais e que não há mudanças na relutância do circuito com a posição do rotor, então:

$$L_a = L_b = L_c = L$$

$$M_{ab} = M_{bc} = M_{ca} = M$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

Para um sistema trifásico ligado em estrela tem-se:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (6)$$

Substituindo a equação (6) em (5) resulta:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

Colocando a equação (7) na forma de equações de estado matricial resulta:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/(L-M) & 0 & 0 \\ 0 & 1/(L-M) & 0 \\ 0 & 0 & 1/(L-M) \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \right\} \quad (8)$$

As equações mecânicas são:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_r \quad (9)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{d\omega}{dt} = \frac{[T_e - T_L]}{J} \quad (10)$$

onde:

$J$  é a inércia do rotor e da carga refletida ao eixo do motor [kg.m<sup>2</sup>].

$T_L$  é o torque mecânico no eixo do motor [N.m].

A potência eletromagnética é dada por:

$$P_{el} = T_e \cdot \omega_r \quad (11)$$

onde:

$P_{el}$  é a potência eletromagnética [W].

$T_e$  é o torque eletromagnético [N.m].

Para um motor **BDCM** trifásico a potência elétrica também pode ser expressa por:

$$P_{el} = e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c \quad (12)$$

$$T_e = \frac{(e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c)}{\omega_r} \quad (13)$$

Portanto, agrupando as equações (8) e (13) a matriz de estado completa do motor **BDCM** resulta:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/L-M & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L-M & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L-M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ T_L \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 \\ -e_a/J & -e_b/J & -e_c/J & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

### 3.5.1 A ondulação de torque

Conforme descrito no Capítulo 2 item 2, vários componentes podem produzir vibrações no motor BDCM. A ondulação provocada pelo torque eletromagnético gerado é uma das componentes.

A ondulação de torque eletromagnético - *Trip* é apresentada na forma percentual e calculada pela seguinte expressão, **Wallace & Spée [70]**:

$$Trip_{\%} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \frac{(T_e - T_{eo})^2}{T_{eo}} .dt} \quad (15)$$

onde:

$T_{eo}$  é o valor médio do torque eletromagnético [N.m]

### 3.5.2 Perdas e eficiência

A eficiência é uma das características mais importantes de um motor **BDCM**, sendo função da velocidade e do torque.

Para o cálculo da eficiência do motor **BDCM-MSF** trifásico, deve-se considerar as seguintes perdas:

- a) por atrito e ventilação;
- b) nas resistências dos enrolamentos do motor, calculadas pela expressão:

$$P_{joule} = m.R.I^2 \text{ [W]}, \text{ onde:}$$

$I$  é o valor **rms** das correntes de fase do motor **BDCM**, e

$m$  é o número de fases do motor;

- c) por correntes induzidas no cobre do estator –  $P_{ci}$ , geradas pela passagem dos ímãs sobre os enrolamentos **Metzberger** [42]. Estas perdas foram avaliadas por **Scheibig** [63], e podem ser calculadas para o motor MSF pela expressão:

$$P_{ci} = 4,2176.10^6 .wr^2 - 150.10^6 .wr \text{ [W]}$$

A eficiência do motor pode ser calculada utilizando a seguinte expressão:

$$\eta_{motor} \% = \frac{P_{saída}}{P_{entrada}} \cdot 100 = \frac{P_{mec}}{P_{mec} + P_{joule} + P_{ci} + P_{sup}} \cdot 100 = \frac{T_L \cdot \omega_r}{T_L \cdot \omega_r + m \cdot R \cdot I^2 + P_{ci} + P_{sup}} \cdot 100 \quad (16)$$

onde:

$P_{mec} = T_L \cdot \omega_r$  é a potência mecânica desenvolvida pelo motor [W].

$P_{sup}$  Perdas suplementares [W], Falcone [17], Fiorillo [18].

Os resultados experimentais obtidos para a eficiência do motor e inversor são apresentados no Anexo 1.

Para um motor com ferro no estator, deve-se considerar também as perdas no ferro (histerese e Foucault), reduzindo assim a sua eficiência em rotações elevadas, comparativamente, ao motor sem ferro no estator.

### 3.6 Modelamento do inversor e do motor

O inversor é adicionado ao modelo da máquina para formar o modelo equivalente do conjunto inversor e motor. As regras que determinam quando a fase do motor deve ser energizada, e os estados de condução das chaves do inversor, serão definidos pela análise da comutação eletrônica.

#### 3.6.1 Análise da comutação eletrônica

Para a análise da comutação eletrônica do motor **BDCM-MSF** assume-se inicialmente o motor ligado na configuração estrela e:

- sendo alimentado por um inversor onde cada chave de potência conduz 120 graus elétricos;
- operando em regime permanente;
- que a velocidade do motor é constante.

Como a velocidade do motor é considerada constante, da equação matricial (14) resulta:

$$\begin{aligned}\frac{dia}{dt} &= \frac{1}{L_s}(R.ia + va + ea) \\ \frac{dib}{dt} &= \frac{1}{L_s}(R.ib + vb + eb) \\ \frac{dic}{dt} &= \frac{1}{L_s}(R.ic + vc + ec)\end{aligned}\quad (17)$$

onde:

$$L_s = L - M \text{ [H]}$$

Ao analisar a comutação eletrônica do motor **BDCM-MSF** sendo alimentado pelo inversor trifásico, conforme apresentado na Figura 2, as seqüências de condução e comutação das chaves de potência são importantes porque descrevem o comportamento dinâmico da corrente no enrolamento de fase.

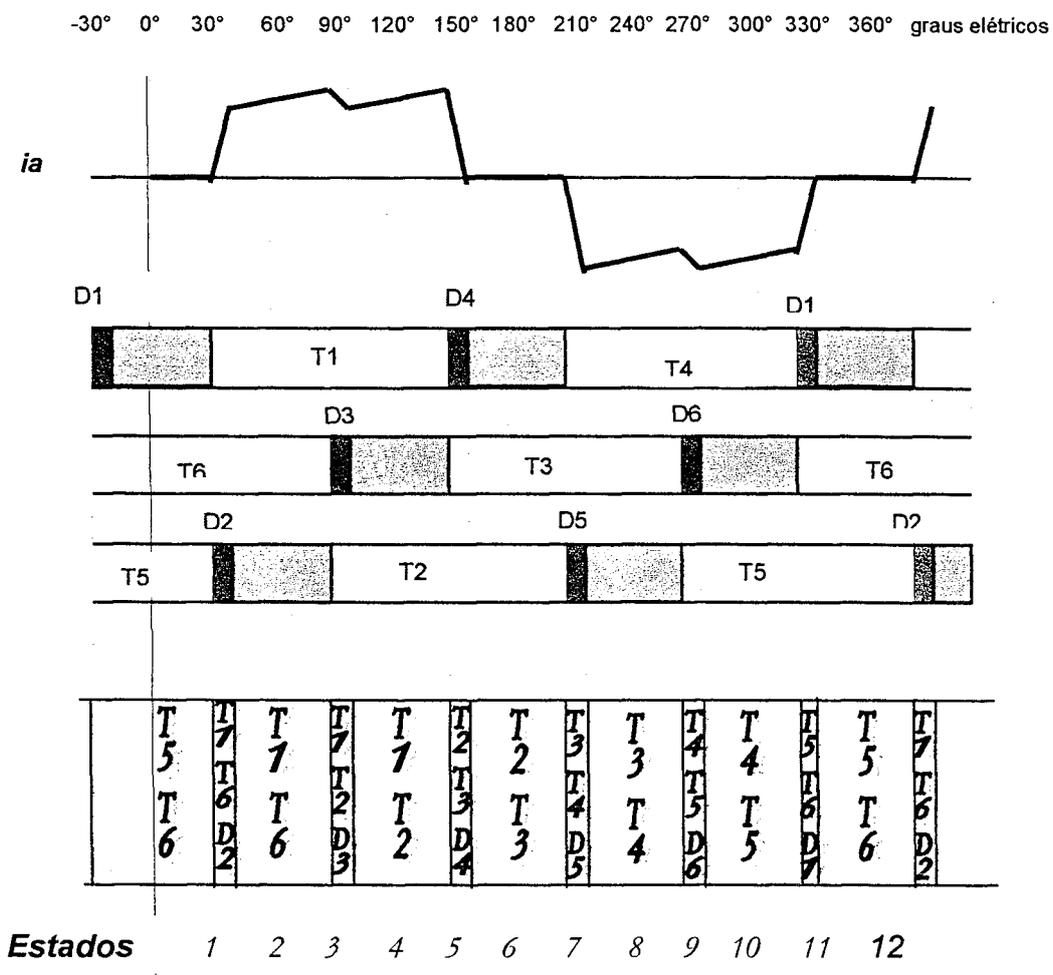
Pela Figura 2 observa-se que uma fase é comutada a cada 60° elétricos, sendo definida pelos sensores de posição do rotor.

A energia eletromagnética armazenada na indutância da fase comutada, correspondente a  $W = \frac{L.i^2}{2}$  necessita de algum mecanismo para se auto dissipar seguramente. Esta operação é realizada pelo diodo de retorno que primariamente mantém a

corrente fluindo na mesma direção quando a chave é aberta, fornecendo um novo caminho para as correntes que circulam pela ponte inversora. Nesta configuração do inversor, todas as 3 fases do motor **MSF** são mantidas comutadas. O período de tempo que esta energia leva para se extinguir, ou seja, para que a corrente se anule no diodo é denominado de período de comutação.

De modo a ilustrar a realização da comutação eletrônica, a forma de onda típica da corrente de fase em regime permanente é mostrada na Figura 7.

A seqüência e a condição de condução dos vários elementos da ponte inversora (transistores e diodos) para a condição de operação assumida são também apresentadas.



*Figura 7. Forma de onda da corrente e os estados de condução e comutação das chaves de potência do inversor trifásico.*

Durante a operação do inversor no modo de condução, sempre haverá uma fase aberta – “tri-state” por um determinado intervalo de tempo (identificado em cinza claro na Figura 7), onde é possível observar a tensão induzida na fase motor. Este período é denominado como operação descontínua do inversor.

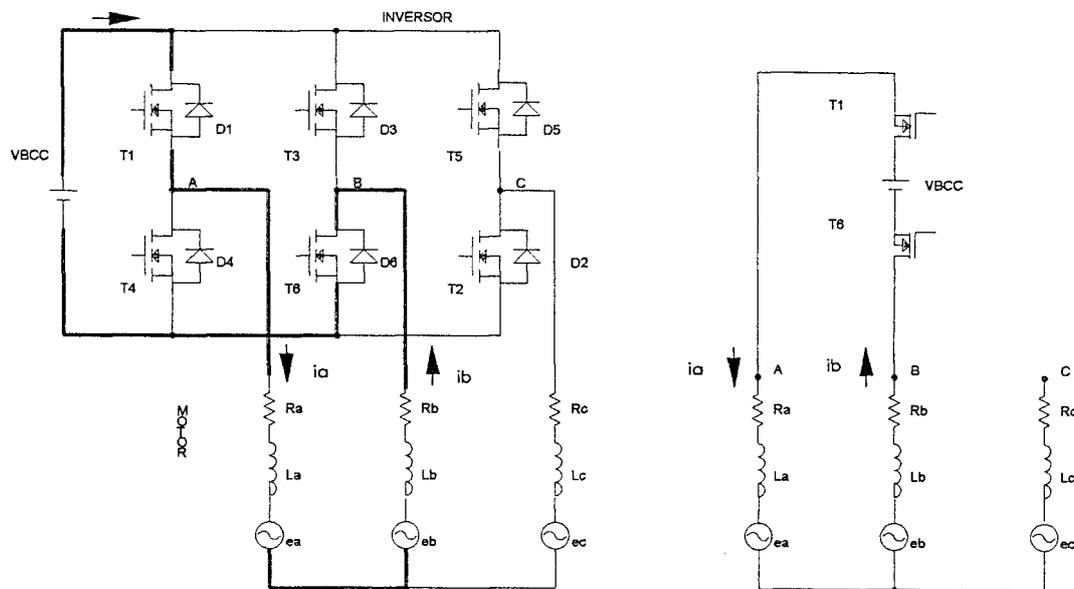
Baseado na Figura 7, o intervalo de 60° escolhido para análise, começa quando o transistor **T6** é cortado e termina quando o transistor **T3** entra em condução.

Devido a presença de elementos indutivos, quando  $T6$  é cortado  $ib$  continuará a fluir através de  $D3$  (se  $ib < 0$ ) ou  $D6$  (se  $ib > 0$ ), dependendo da condição de  $ib$  no final do intervalo previsto de chaveamento.

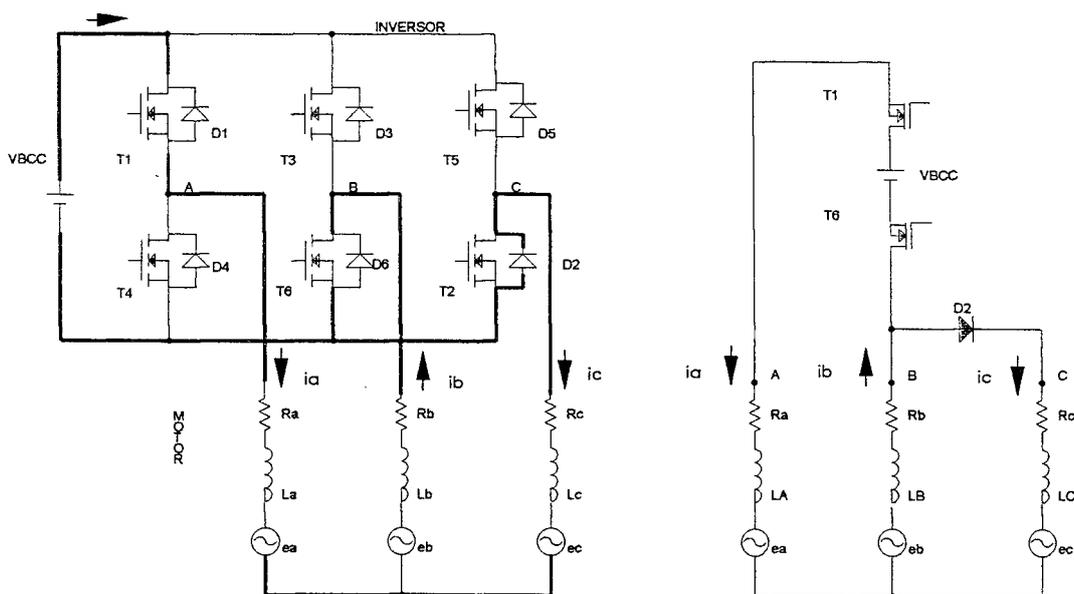
A operação do inversor trifásico é representada portanto, por dois estados distintos do circuito:

- (a) uma é quando a fase  $c$  é desconectada do inversor com as fases  $a$  e  $b$  conectados conforme a Figura 8-a, e
- (b) a outra é quando todas as três fases estão conectadas ao inversor como apresentado na Figura 8-b.

Um intervalo básico de chaveamento, então, é visto como sendo composto por duas partes, uma onde todas as três fases estão conduzindo correntes, geralmente chamada de período de comutação e outra onde apenas duas estão conduzindo, chamada de período de condução.



a) modo de condução



b) modo de comutação

Figura 8. Modos de condução (a) e comutação (b) do inversor.

Se estas condições do circuito forem observadas analiticamente, são estabelecidos um conjunto de equações para condução e outro conjunto para a comutação. Estas equações são solucionadas pelo programa de simulação em seqüência, onde o valor da corrente no final da comutação é o valor da corrente inicial para a condução.

Seguindo este raciocínio foi montada a tabela do Apêndice 1, onde são apresentadas os estados em condução e em comutação das chaves do inversor, juntamente com as equações das tensões das fases do motor para cada intervalo considerado.

As equações do Apêndice 1 foram determinadas seguindo o procedimento descrito a seguir.

Durante o intervalo de comutação, para obter a tensão fase-neutro, é necessário estimar a tensão no ponto neutro da estrela -  $V_n$ , considerando que seu valor varia com a posição angular do rotor devido as formas de onda das tensões induzidas das fases.

Por exemplo, para gerar o estado 2 do intervalo de condução do Apêndice 1, as equações da tensão em relação ao ponto médio da tensão do barramento de corrente contínua ( $V_{BCC}/2$ ), podem ser escritas como:

$$\begin{aligned} \frac{V_{BCC}}{2} &= L_s \frac{dia}{dt} + R \cdot ia + ea + V_n \\ -\frac{V_{BCC}}{2} &= L_s \frac{dic}{dt} + R \cdot ic + ec + V_n \end{aligned} \quad (18)$$

sendo  $ia = -ic$ , com a soma das duas equações da tensão tem-se:

$$\begin{aligned}
V_n &= -\frac{(ea + ec)}{2} \\
va &= \frac{VBCC}{2} - V_n = \frac{VBCC}{2} + \frac{(ea + ec)}{2} \\
vb &= eb \\
vc &= -\frac{VBCC}{2} - V_n = -\frac{VBCC}{2} + \frac{(ea + ec)}{2}
\end{aligned} \tag{19}$$

Diferente do intervalo de condução, no caso do intervalo de comutação, a estimativa das tensões fase-neutro é simplificada. Para operação balanceada, a tensão no neutro da estrela é dada por:

$$\begin{aligned}
\frac{VBCC}{2} &= L_s \frac{dia}{dt} + R \cdot ia + ea + V_n \\
\frac{VBCC}{2} &= L_s \frac{dib}{dt} + R \cdot ib + eb + V_n \\
-\frac{VBCC}{2} &= L_s \frac{dic}{dt} + R \cdot ic + ec + V_n
\end{aligned} \tag{20}$$

Neste caso, como as tensões induzidas não são senoidais, devemos considerar que a somatória das tensões induzidas nas fases do motor é diferente de zero, ou seja:

$$ea + eb + ec \neq 0$$

Assim, como na estimativa prévia, somando-se estas equações se obtém:

$$V_n = \frac{1}{6} VBCC - \frac{ea + eb + ec}{3} \tag{21}$$

Então, as tensões fase-neutro podem ser determinadas utilizando as equações (20) e (21):

$$\begin{aligned}
 v_a &= \frac{VBCC}{2} - V_n = \frac{1}{3}VBCC + \frac{ea + eb + ec}{3} \\
 v_b &= \frac{VBCC}{2} - V_n = \frac{1}{3}VBCC + \frac{ea + eb + ec}{3} \\
 v_c &= -\frac{VBCC}{2} - V_n = \frac{2}{3}VBCC + \frac{ea + eb + ec}{3}
 \end{aligned} \tag{22}$$

O mesmo procedimento deve ser repetido para se encontrar o valor da tensão fase-neutro para outros estados do inversor.

Pode-se observar pela equação (22) que durante o intervalo de comutação quando os respectivos diodos de retorno estão ativos, as tensões nos terminais de fase do motor **BDCM** são grampeadas em valores múltiplos da tensão disponível no barramento de corrente contínua como pode ser observado nas formas de onda das tensões de fase obtidas, experimentalmente.

## CAPÍTULO 4

### Programas de simulação

Este capítulo apresenta um breve panorama dos programas e ferramentas de simulação aplicados em eletrônica de potência e acionamentos.

São também apresentados também os recursos oferecidos pelos programas **PSPICE (Professional Simulation Program with Integrated Circuit Emphasys)** [59] e **SIMNON (Simulation of Nonlinear Systems)** [13].

A simulação de circuitos eletrônicos se tornou uma ferramenta indispensável em projetos de engenharia, ajudando a minimizar os custos associados ao desenvolvimento de protótipos, **Mohan [47]**. Os programas computacionais para o estudo de máquinas elétricas e acionamentos podem ser classificados em três grandes categorias:

- programas dedicados escritos em linguagens de alto nível tais como **FORTRAN, C, C++, PASCAL**;
- programas gerais de simulação, nos quais as equações de estado do sistema podem ser escritas de forma relativamente simples e a simulação é feita através de algoritmos pré-definidos **SIMNON, MATLAB-SIMULINK [41]**;
- programas orientados para a simulação de circuitos, nos quais a topologia do circuito é fornecida e o próprio programa se encarrega de estabelecer as equações e simular o circuito. Alguns dos programas mais conhecidos são o **PSPICE** e o **EMTP [15]**, cuja utilização é freqüente em estudo de sistemas elétricos de potência.

O modelamento do motor BDCM-MSF já foi descrito no Capítulo 3, sendo que aqui limitar-se-á a descrição de algumas particularidades relacionadas com o uso dos programas **SIMNON** e **PSPICE** nesta aplicação. Em ambos os casos, deseja-se representar a tensão interna do motor da forma mais fiel possível, evitando as

simplificações senoidal e trapezoidal para esta forma de onda. A forma de onda da tensão induzida do motor MSF quando este opera como gerador em vazio está apresentada na Figura 9.

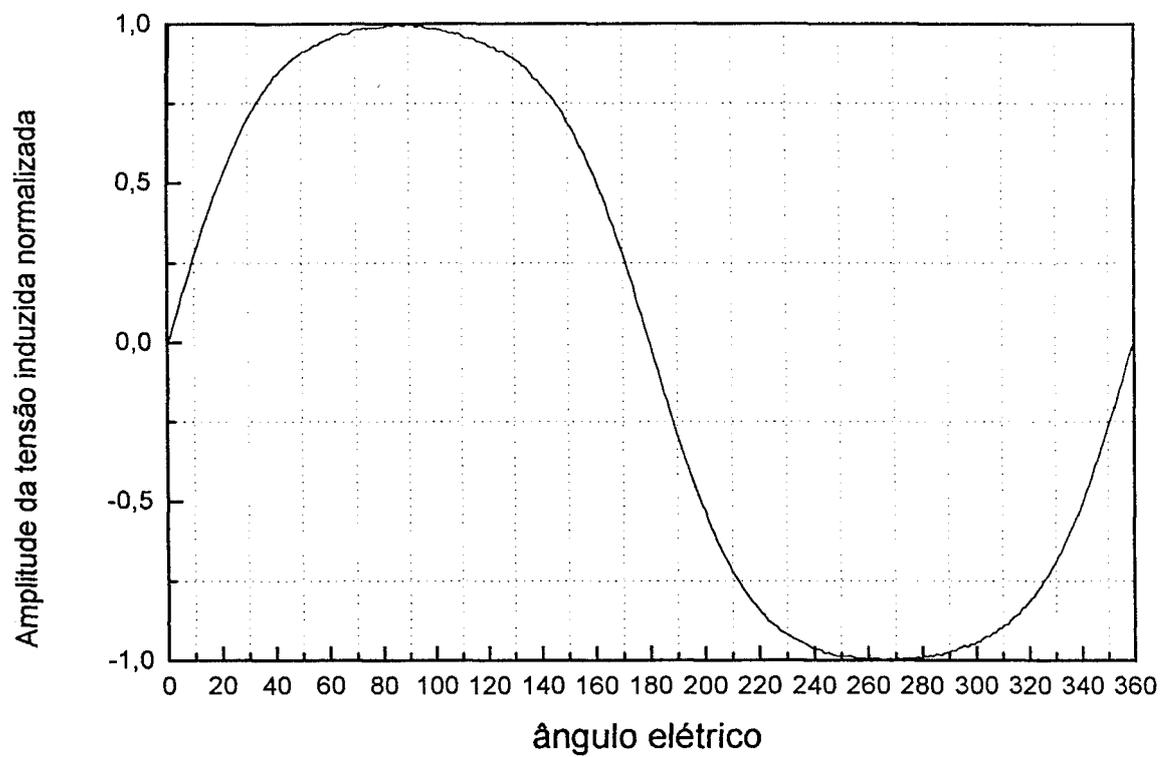


Figura 9. Tensão induzida fase-neutro (normalizada) do motor *BDCM-MSF*.

#### 4.1 Simulação do motor BDCM-MSF utilizando SIMNON

A tensão induzida nas fases do motor é função da posição e da velocidade do rotor. Esta tensão induzida foi modelada como sendo uma tabela de tensão instantânea em função do ângulo do rotor -  $\theta$ . Tal tabela é montada de forma que possa ser interpretada pelo programa **SIMNON**. Para uma maior fidelidade à forma de onda real foram utilizados 314 pontos, sendo que o programa executa uma interpolação linear para os valores de ângulo intermediários. As tensões induzidas nas duas outras fases do motor **BDCM** são representadas do mesmo modo, defasadas de  $120^\circ$  elétricos. O eventual avanço ou atraso na comutação eletrônica (ângulo  $\phi$ ) pode ser incorporado facilmente na simulação somado ao ângulo elétrico instantâneo  $\theta$ . Ou seja, no contexto do **SIMNON**, o atraso é feito deslocando-se no tempo as tensões internas do motor.

Além das equações do Capítulo 3 que descrevem o comportamento do motor BDCM-MSF valem as seguintes observações:

- os diodos do inversor são considerados ideais;
- não são levados em consideração circuitos de auxílio à comutação como “snubber”;
- o valor de resistência de canal do **MOSFET** é de  $3 \Omega$  por chave;
- cada um dos 12 estados do sistema precisa ser codificado através de equações específicas (Apêndice 1). A ordenação destes estados ao longo do tempo é feita pelos sensores de posição, que comandam os estados de forma seqüencial.

A partir dos cálculos das correntes e tensões induzidas podem ser obtidos, entre outros:

- torque eletromagnético instantâneo, a partir do qual podem ser calculados o torque eletromagnético médio, mínimo, máximo, e ondulação de torque;

- curva torque  $\times$  rotação;
- potência eletromagnética;
- corrente e potência no barramento de corrente contínua.

O **SIMNON** é um programa particularmente versátil permitindo alterar de forma simples os parâmetros do sistema, tais como:

- variação nos valores e formato da tensão induzida;
- avanço e atraso na comutação;
- tensão do barramento de corrente contínua;
- resistência de fase;
- indutâncias próprias e mútuas do motor;
- frequência de rotação.

A listagem do programa em **SIMNON** é apresentada no Apêndice 2.

#### 4.2 Simulação do motor BDCM-MSF utilizando o PSPICE

Uma das vantagens do **PSPICE** em relação ao **SIMNON**, é que este permite representar de forma mais detalhada os componentes do inversor.

O motor foi modelado por fase, ou seja, os parâmetros elétricos do motor foram representados por fontes de tensão independentes e componentes passivos tais como indutâncias e resistências.

No contexto do **PSPICE** a tensão induzida foi representada através de uma série de Fourier, diferentemente do que havia sido feito no **SIMNON**. Para a decomposição da forma de onda da tensão induzida em uma série de Fourier foi utilizado o software **MATLAB**.

Foram incluídos no modelo apenas as harmônicas até a 5ª ordem, que são as mais significativas. A expressão genérica da série de **Fourier** para as tensões induzidas das três fases do motor é dada pela expressão:

$$e_a = [kw \cdot \omega_e \cdot E_1 \cdot \text{sen}(\omega_e t + 30) + (kw \cdot \omega_e \cdot E_3 \cdot \text{sen}(3\omega_e t + 90)) + (kw \cdot \omega_e \cdot E_5 \cdot \text{sen}(5\omega_e t + 150)) + \dots]$$

$$e_b = [kw \cdot \omega_e \cdot E_1 \cdot \text{sen}(\omega_e t - 90) + (kw \cdot \omega_e \cdot E_3 \cdot \text{sen}(3\omega_e t + 90)) + (kw \cdot \omega_e \cdot E_5 \cdot \text{sen}(5\omega_e t - 90)) + \dots]$$

$$e_c = [kw \cdot \omega_e \cdot E_1 \cdot \text{sen}(\omega_e t + 150) + (kw \cdot \omega_e \cdot E_3 \cdot \text{sen}(3\omega_e t + 90)) + (kw \cdot \omega_e \cdot E_5 \cdot \text{sen}(5\omega_e t + 30)) + \dots]$$

onde:

- $kw$  constante de tensão induzida [V/(rd/s)];
- $E_1$  valor de pico normalizado da componente fundamental da tensão;
- $E_3$  valor de pico normalizado da 3ª harmônica da tensão;
- $E_5$  valor de pico normalizado da 5ª harmônica da tensão;
- $\omega_e$  frequência angular elétrica [rd/s].

A Tabela 2 apresenta os coeficientes de **Fourier** da tensão induzida fase-neutro normalizada.

Tabela 2  
Coeficientes de **Fourier** da  
tensão induzida normalizada.

COEFICIENTE	VALOR
1	1.1033
3	0.1367
5	0.0207
7	0.0020

A forma de onda da tensão induzida resultante e suas harmônicas são apresentadas na Figura 10.

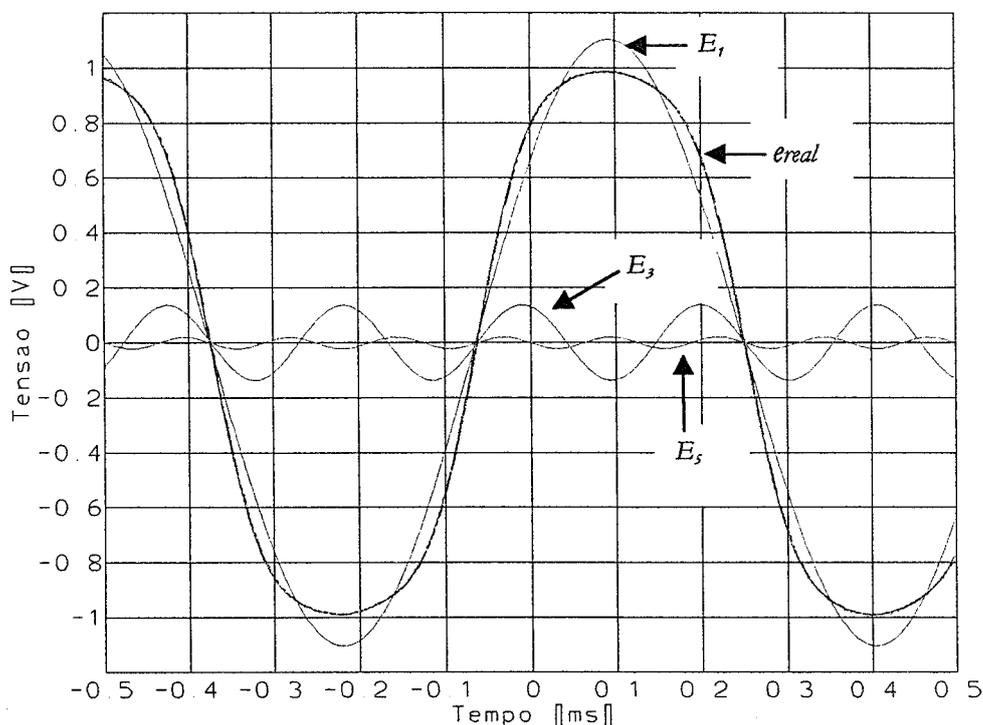


Figura 10 Forma de onda normalizada da tensão induzida e suas harmônicas (1ª, 3ª, 5ª).

Esta representação da tensão induzida do motor através de suas componentes harmônicas pode ser feita de forma simples utilizando a fonte de tensão senoidal **VSIN** do **PSPICE**, Rashid[62], Tuinenga [67].

No contexto do **PSPICE**, o modelo da chave de potência utilizado é feito através da função **SBREAK**. Trata-se de uma chave controlada por tensão, onde dois valores distintos de resistência representam os estados da chave:  $r_{on}$  e  $r_{off}$ . Para permitir comparações com o programa elaborado em **SIMNON**, adotou-se também o mesmo valor de resistência para a chave em condução:  $r_{on} = R_{DS(on)} = 3 \Omega$ .

Em paralelo com cada uma das chaves do inversor foi acrescentado, também, o circuito “snubber” composto de um resistor em série com um capacitor, com os seguintes valores, **Chrysis [8]**, **McMurray [38]**:

$$R_s = 100 \Omega$$

$$C_s = 1 \text{ nF}$$

Este tipo de “snubber” tem como objetivo reduzir as perdas de chaveamento sobre os transistores de potência.

Para o diodo em anti-paralelo com os transistores foi utilizado como modelo um diodo com características similares daquele utilizado no protótipo.

A representação dos sensores de posição do rotor é feita através da função **PULSE**. O controle do atraso ou avanço do pulso de gate em relação a tensão induzida é feito deslocando-se todos os sinais de “gate”, simultaneamente, de um ângulo  $\varphi$  correspondente.

A descrição do programa em **PSPICE** é apresentada no Apêndice 3.

## CAPÍTULO 5

### Resultados experimentais e simulados

Neste capítulo são comparados os resultados dos programas de simulação com medidas experimentais.

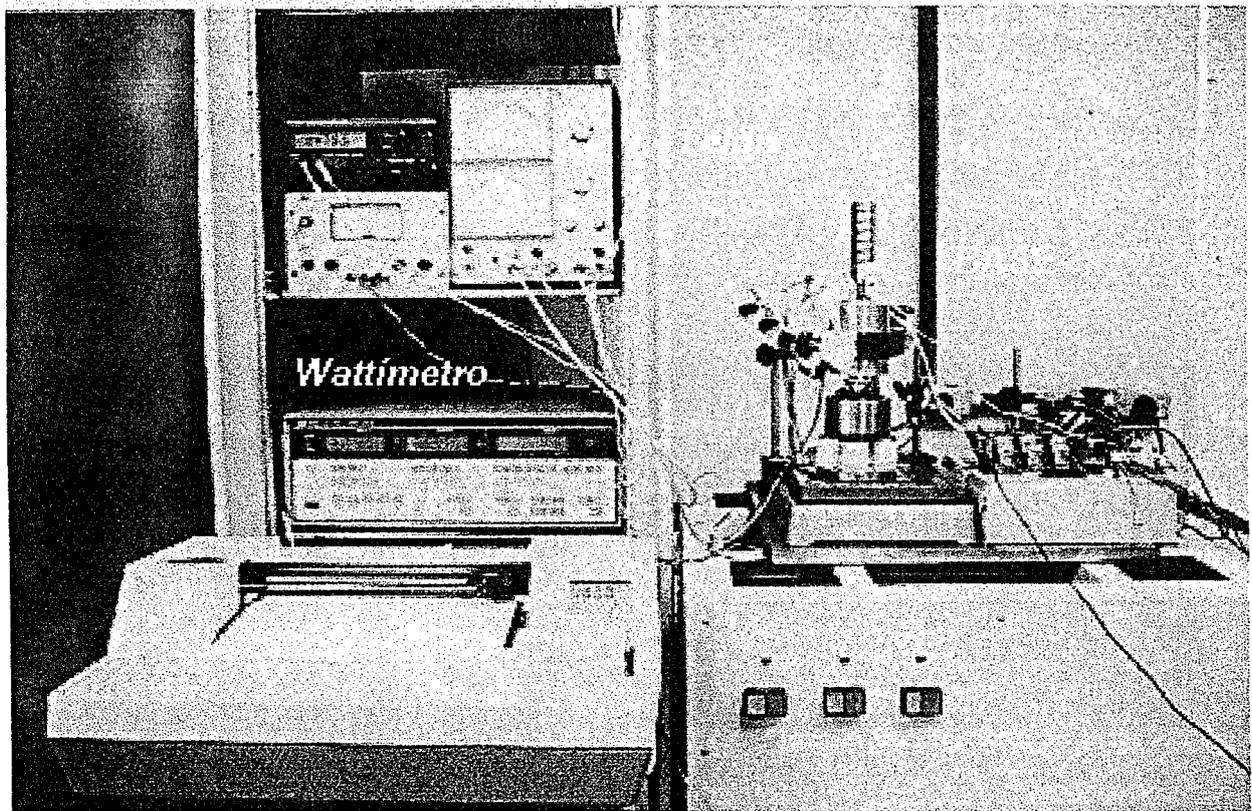
O comportamento do acionamento, compreendendo o motor, inversor e sensores de posição, é avaliado para diferentes combinações de torque, velocidade e de ângulo de avanço/atraso na comutação eletrônica.

#### 5.1 Configuração do sistema e instrumentação

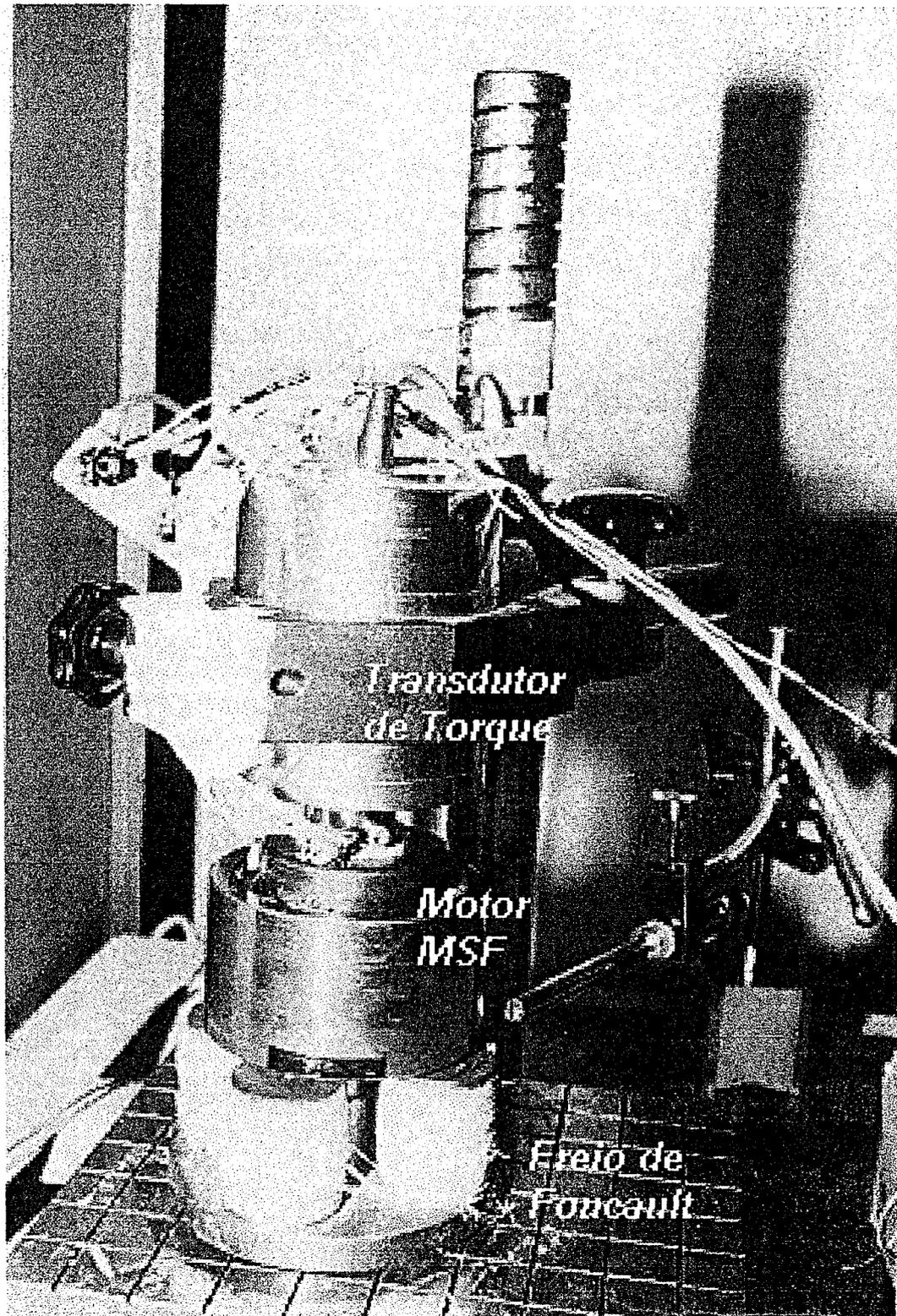
A estrutura da bancada de testes e sistema de aquisição de dados utilizados para os levantamentos experimentais são apresentados nas Figuras 11, 12 e 13 sendo composto pelos seguintes equipamentos:

- Fonte de tensão regulável em corrente contínua 300 V, 5A para alimentar o inversor;
- Measurement Plotting System (X,Y) HP 7090A para as aquisições;
- Amplificador e ponta de corrente Tektronix - AM503 para medições de corrente nos vários pontos do circuito;
- Osciloscópio digital Tektronix TDS 420 de 4 canais, 200 MHz e  $100 \cdot 10^6$  amostragens/s;
- Osciloscópio analógico Tektronix 2445;
- Freio de Foucault atuando como carga do motor;
- Fonte de tensão regulável em corrente contínua 30 V, 10 A para alimentar as bobinas do freio de Foucault;

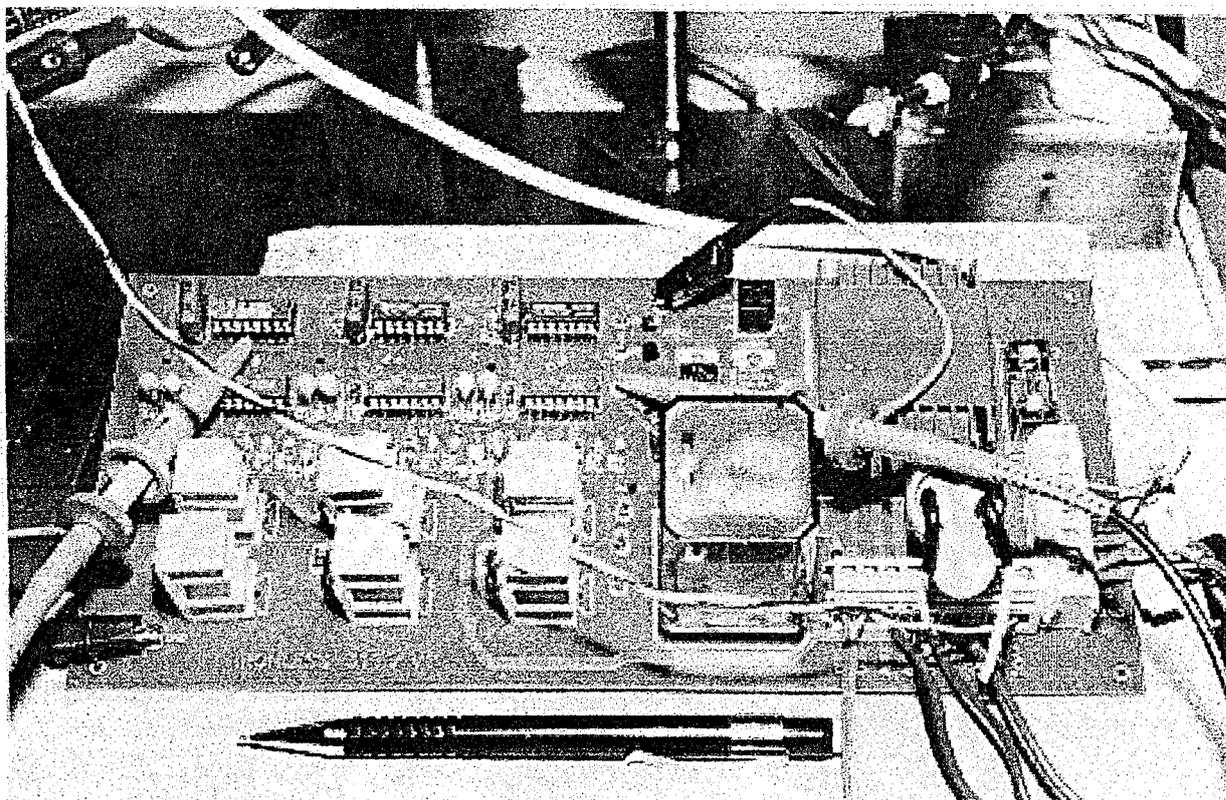
- Wattímetro digital Yokogawa instalado entre o inversor e o motor para medição das tensões de linha, correntes de fase, potência ativa, potência aparente e fator de potência do motor;
- Transdutor de torque e velocidade TELDIX para medição do torque mecânico;
- Multímetro digital True RMS Philips PM2521 para medição do sinal fornecido pelo transdutor de torque;
- Multímetro digital True RMS Philips PM2519 para medição da corrente no barramento de corrente contínua do inversor;
- Multímetro digital True RMS Fluke 8060A para medição da tensão no barramento de corrente contínua do inversor.



*Figura 11. A estrutura da bancada de testes do motor MSF.*



*Figura 12. Motor MSF acoplado ao transdutor de torque e ao freio de Foucault.*



*Figura 13. Placa do circuito inversor (decodificador dos sinais dos sensores Hall, gerador dos sinais de "gate" e MOSFETS de potência).*

## 5.2 Validação do modelo matemático e do modelo de circuito

Para validar o modelo matemático **SIMNON** e o modelo de circuito **PSPICE** desenvolvidos, foram comparados, inicialmente, os valores instantâneos e formatos das correntes e tensões instantâneas nas fases do motor para diversas condições de operação.

Nos testes, a “carga” aplicada no rotor do motor através do freio de Foucault foi limitada a valores que representassem no estator do motor, e não ultrapassassem, a corrente nominal de 0,82 Ampères rms.

Foi necessário avaliar o comportamento do valor da resistência de canal com a corrente de dreno do MOSFET utilizado no protótipo, e também o comportamento dos sinais dos sensores de posição. Estas medidas são fatores importantes na avaliação do sistema real e da precisão obtida com os programas de simulação.

### 5.2.1 Verificação do valor da resistência de canal do MOSFET

O BUZ80A foi ensaiado em laboratório, conforme a norma **MIL-STD-750C [43]**, com a finalidade de se avaliar o comportamento da resistência de canal  $R_{DS(on)}$  em função da corrente de dreno. O resultado é apresentado na Figura 14.

A partir da curva experimental obtida para correntes de dreno até 2 Ampères, uma interpolação foi realizada para valores de correntes até 3 Ampères.

Observa-se uma forte não linearidade no valor de  $R_{DS(on)}$ . Este comportamento não foi implementado nos modelos de simulação onde adotou-se um valor constante para  $R_{DS(on)}$ , com influências nos resultados simulados.

Um desempenho mais satisfatório do sistema seria obtido com a troca do MOSFET por outro com  $R_{DS(on)}$  de valor mais baixo. Neste caso, uma condição melhor de operação do motor (com relação ao comportamento das correntes) e também do inversor (com relação a eficiência) seria obtida.

No entanto, o BUZ80A foi mantido para que pudessem ser comparados os resultados atuais com os obtidos em 1995 por **Scheibig [63]**.

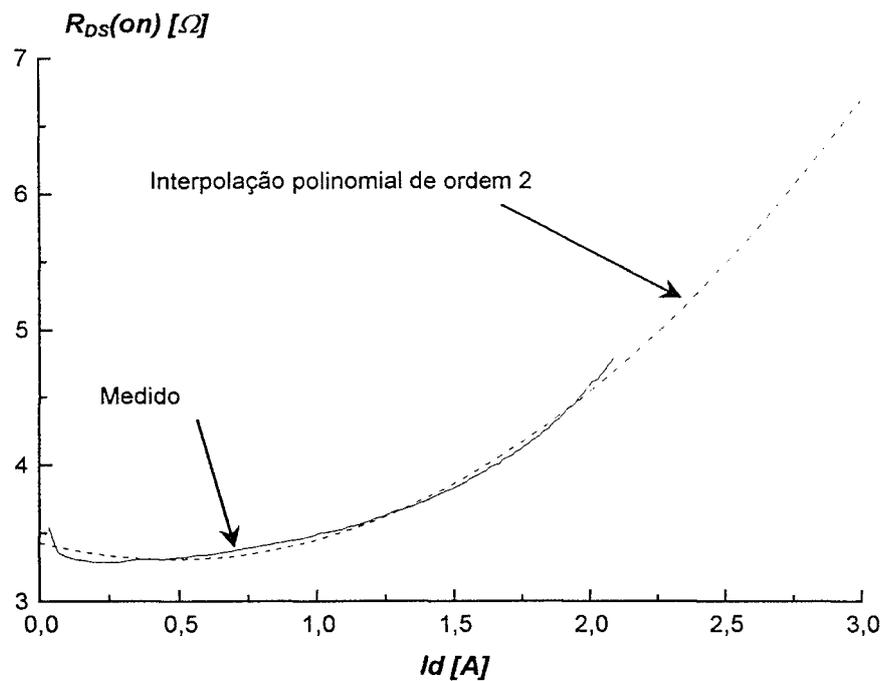


Figura 14. Resistência de canal do MOSFET em função da corrente de dreno.

### 5.2.2 Os sinais dos sensores de posição

Os sinais dos sensores de posição do rotor juntamente com a corrente na fase com o motor operando em vazio, foram medidos para a frequência de rotação do rotor de 142,76 Hz (2.141 rpm), e o resultado é apresentado na Figura 15.

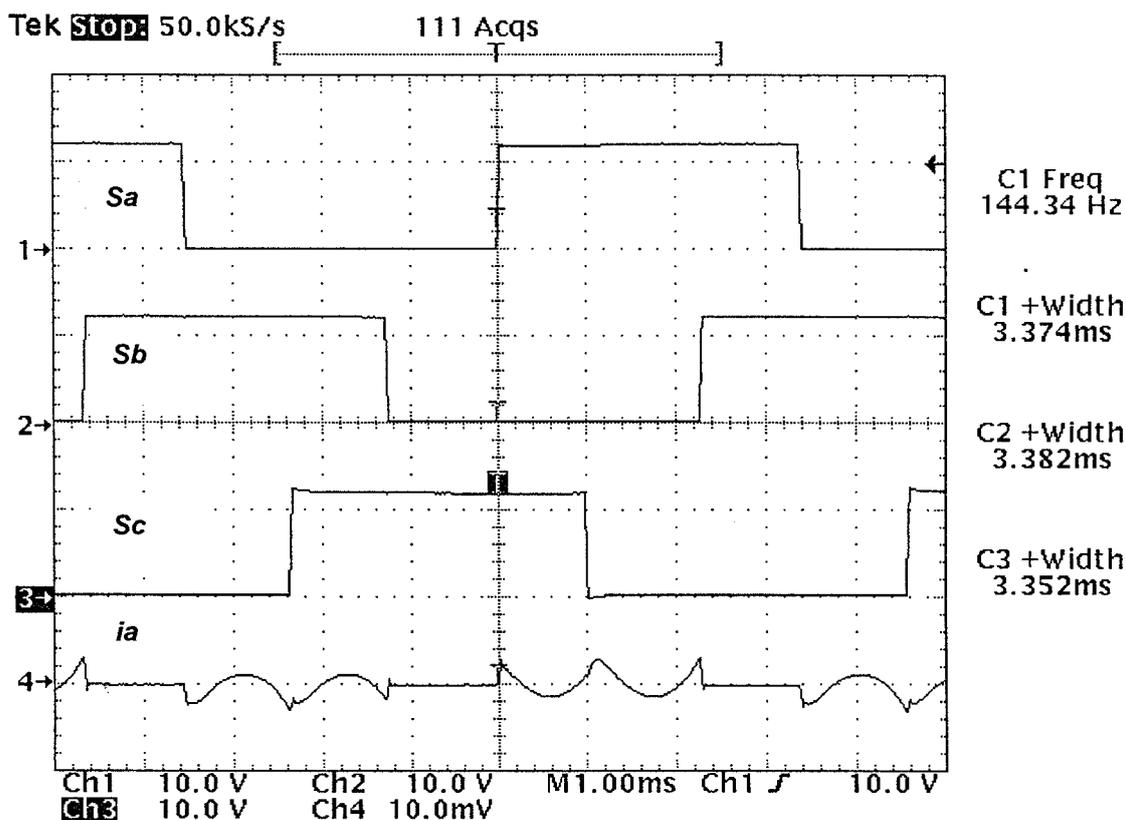


Figura 15. Medida dos sinais dos sensores de posição do rotor e corrente do motor *MSF* operando em variação (sem carga).

Constata-se pela Figura 15 que a defasagem entre os sinais dos sensores é 120 graus elétricos. Entretanto, os períodos em que os sinais dos sensores estão em nível alto não é exatamente 180 graus elétricos. O sinal do sensor **A** fica em nível alto durante 181,62 graus, o sensor **B** durante 166,72 graus e o sensor **C** durante 171,76 graus. Estas diferenças, afetam diretamente os instantes de comutação e intervalos de condução das chaves de potência, com conseqüências no comportamento das correntes nas fases.

Nos programas de simulação admite-se a simetria perfeita nos pulsos de comando do inversor. Portanto, os resultados simulados não são exatamente iguais aos resultados experimentais.

### 5.2.3 Determinação experimental do ângulo de avanço/atraso da comutação eletrônica.

A determinação do ângulo de avanço (ou atraso) é realizada com o motor **MSF** funcionando como gerador em vazio. A medida deste ângulo é obtida observando o atraso no tempo, entre a tensão induzida (medida nos terminais do motor) e o sinal de tensão de gate do transistor **T1** da ponte inversora. Esta medida é realizada antes de cada ensaio.

A Figura 16 apresenta a medição da defasagem entre tensão induzida e o sinal de **T1** para a frequência de chaveamento do inversor de 1567 Hz (391,75 Hz no rotor). A parte superior da Figura apresenta uma ampliação da região onde a tensão induzida cruza o zero.

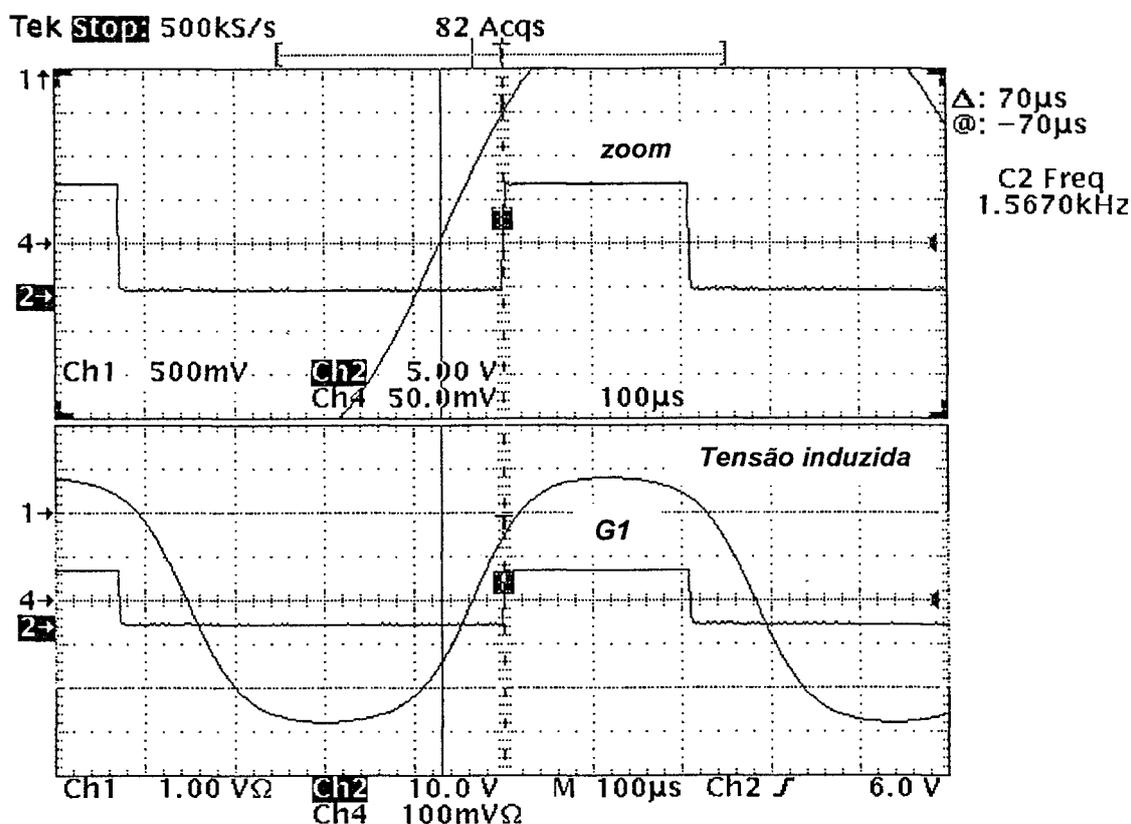


Figura 16. Medida do ângulo de avanço no motor **MSF**

Verifica-se a partir desta Figura, um ângulo de avanço ( $\varphi$ ) de 9,34 graus elétricos.

Neste caso, o intervalo de tempo em que o sinal de tensão de gate ( $G1$ ) do transistor  $T1$  permanece em nível alto, corresponde ao período de condução do transistor e vale aproximadamente, 118,47 graus elétricos.

#### 5.2.4 As formas de onda das tensões fase-neutro e das correntes de fase do motor

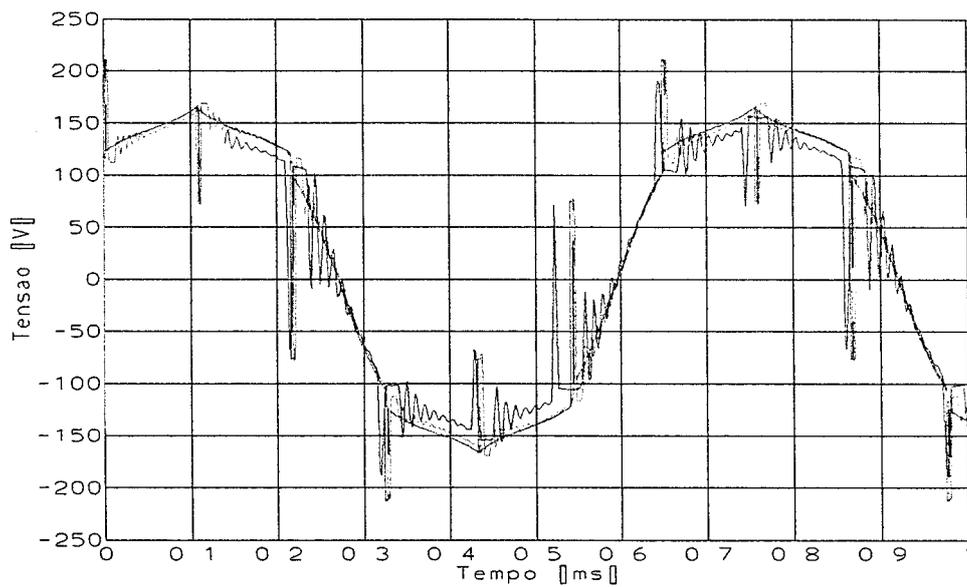
As figuras apresentadas a seguir comparam as formas de onda medidas e simuladas, para uma fase do motor, e com o motor operando em regime.

A apresentação é feita sobrepondo-se os resultados simulados e medidos, para alta velocidade e média velocidade, utilizando recursos gráficos do MATLAB.

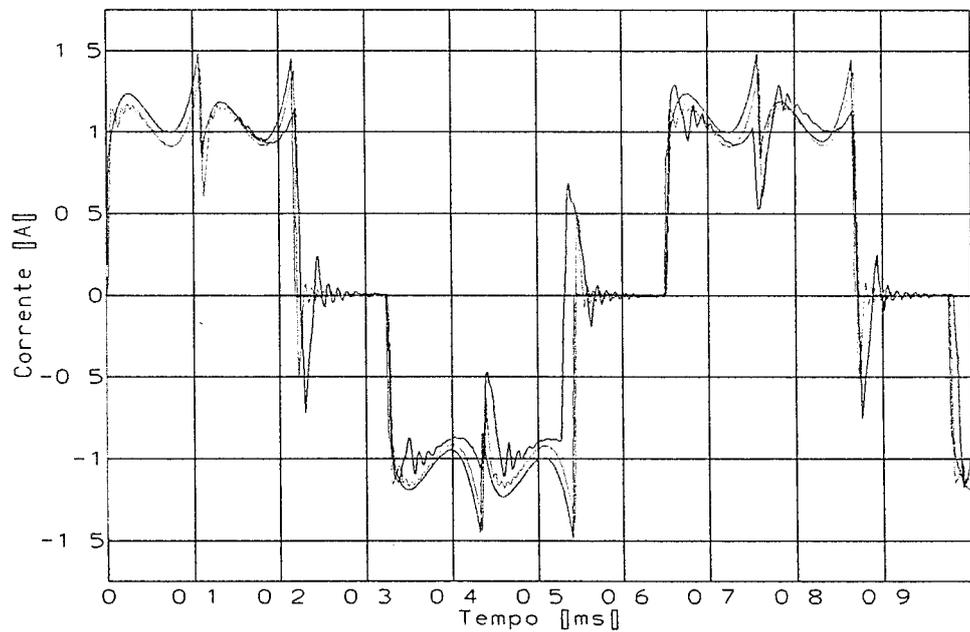
Os ângulos de avanço/atraso foram limitados entre  $-10^\circ$  e  $+10^\circ$  graus elétricos, pois acima destes valores os picos de corrente na comutação poderiam ultrapassar os limites (de corrente e potência) das chaves de potência do inversor. As medidas foram realizadas do motor.

Na Figura 17 são apresentados os resultados experimentais e simulados das formas de onda das tensões fase-neutro e das correntes nas fases do motor para a frequências de rotação do rotor de 23.085 rpm (próxima da nominal do motor), com ângulo de avanço 0,37 graus elétricos e com carga no rotor.

Com estes resultados, podem ser avaliados os efeitos do ângulo de avanço/atraso na realização da comutação eletrônica no comportamento das formas de onda das correntes, tensões e torque do motor.



(a)



(b)

Figura 17. Formas de onda (a) da tensão  $V_{an}$  e (b) corrente de linha na fase A do MSF.

$f_i = 1539 \text{ Hz}$ ,  $n = 23.085 \text{ rpm}$   
 $V_{BCC} = 287,4 \text{ V}$ ,  $\text{Ângulo de avanço } 0,37^\circ$

———— EXPERIMENTAL  
 ———— PSPICE  
 ———— SIMNON

As formas das ondas obtidas por simulação são quase idênticas as obtidas experimentalmente. No entanto, as formas de onda da corrente apresentam picos na comutação e ainda oscilações com freqüências de ordem elevada. Estas oscilações verificadas nas tensões de fase do motor são causadas pelas capacitâncias e indutâncias parasitas inerentes à montagem e também ao circuito “snubber” adotado no protótipo do inversor.

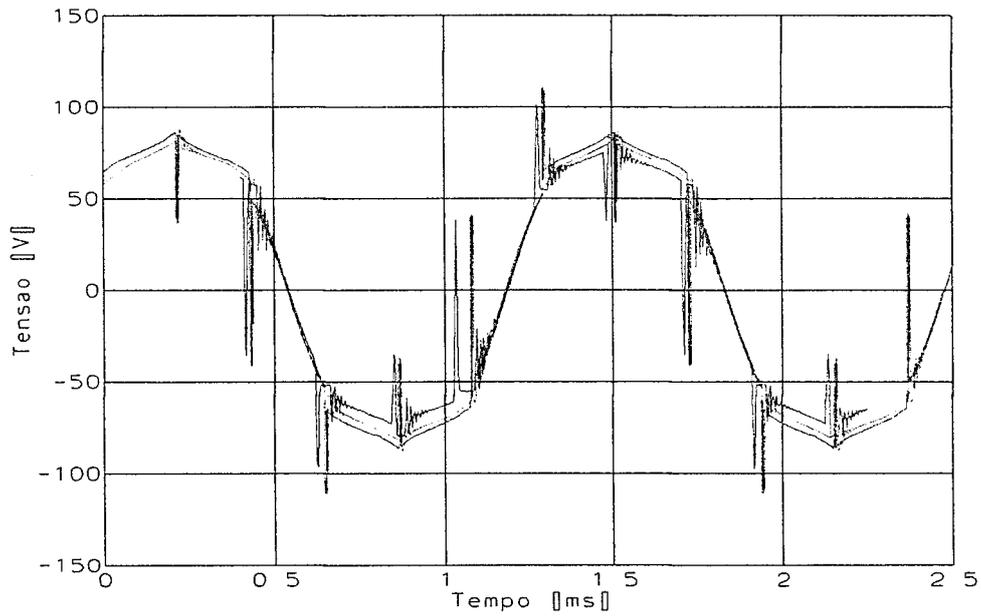
Estas oscilações também são observadas nos resultados obtidos por simulação com o **PSPICE**.

Pode-se verificar, também, diferenças entre os instantes onde ocorrem as comutações e nos intervalos ou períodos de condução. Essas diferenças provocadas pelos sensores de posição não comprometeram, significativamente, os resultados.

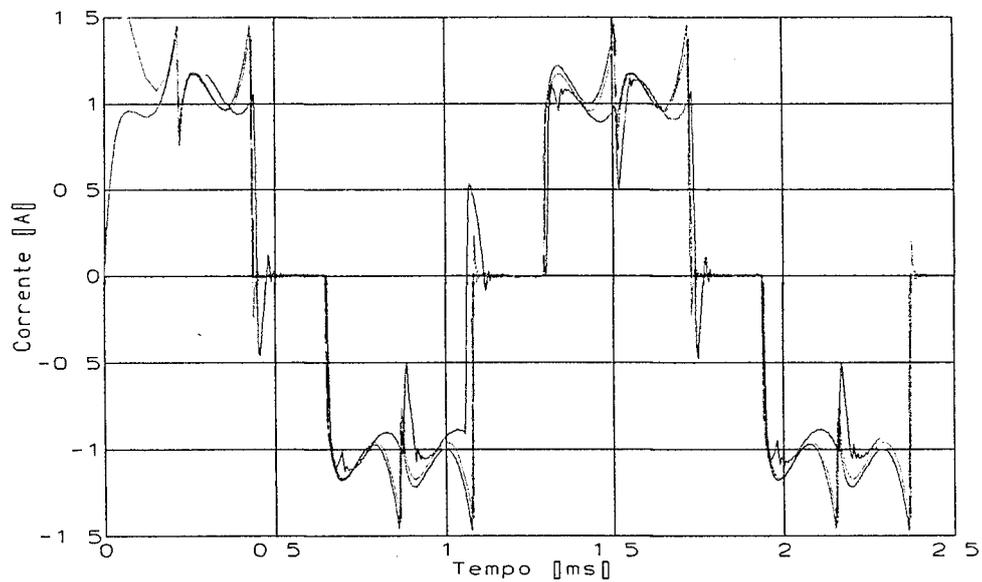
Na Figura 18 são apresentados resultados para uma freqüência, aproximadamente, duas vezes menor de rotação do rotor, 11.607 rpm, com o dispositivo de ajuste de posição travado no ajuste da medida anterior. O ângulo de avanço medido nesta rotação vale 0,05 graus elétricos.

Na Figura 19, apresenta-se as medidas para a rotação de 23.874 rpm e ângulo de avanço ajustado para 9,34 graus elétricos. Neste caso, nota-se a alteração no perfil de corrente, com picos em relação ao patamar e localizados no início do período de condução.

Na Figura 20, apresenta-se as medidas para a rotação de 22.758 rpm e ângulo de atraso de -10,50 graus elétricos. Neste caso, nota-se também a alteração no perfil de corrente, e picos com relação ao patamar. Para esta nova condição, os picos estão localizados ao final do período de condução.



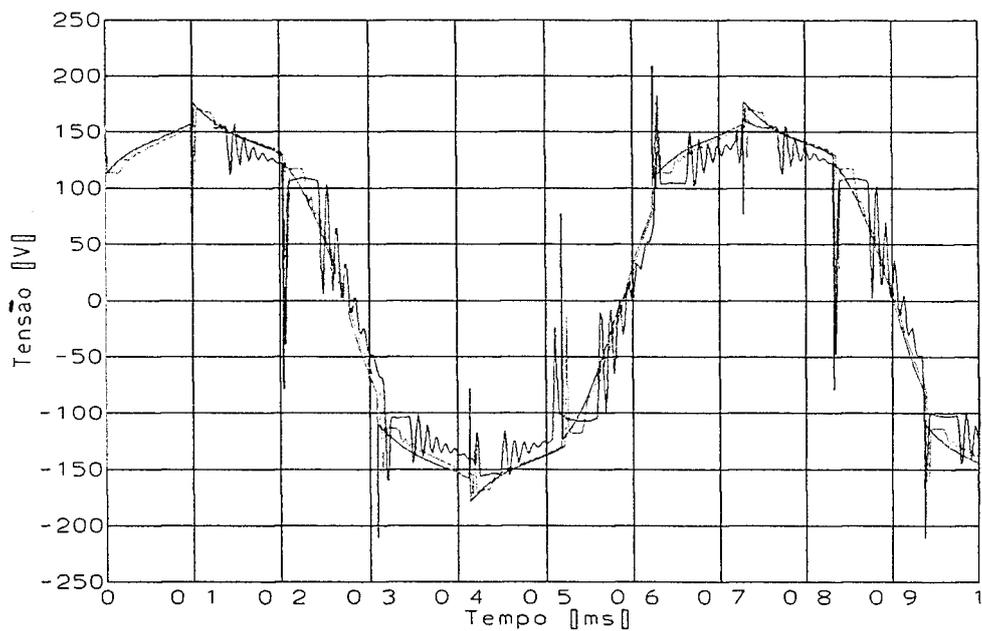
(a)



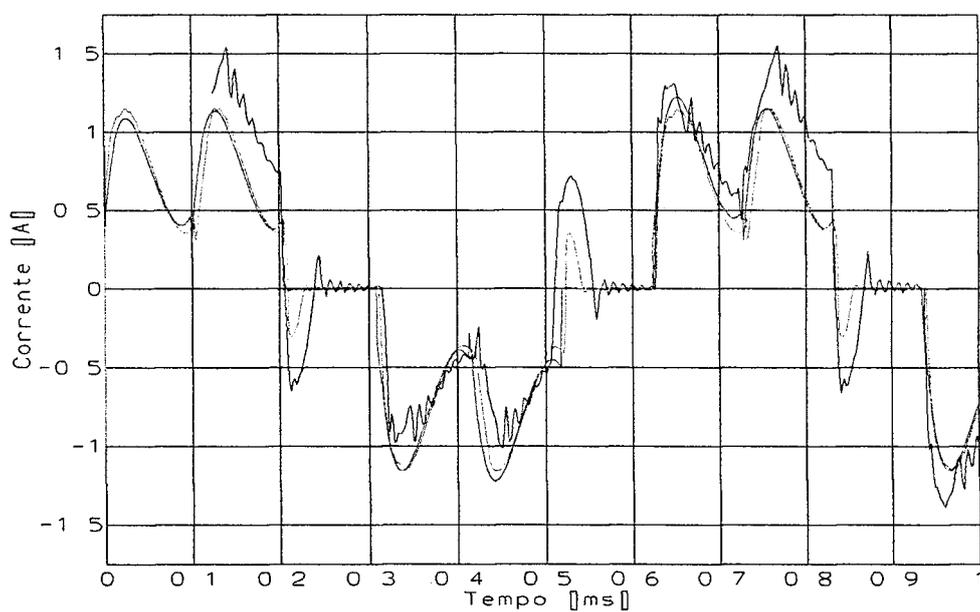
(b)

Figura 18. Formas de onda (a) da tensão  $V_{an}$  e (b) corrente de linha na fase A do MSF.

$f_i = 773,8 \text{ Hz}$ ,  $n = 11.607 \text{ rpm}$   
 $V_{BCC} = 150,4 \text{ V}$ , Ângulo de avanço  $0,05^\circ$   
 ————— EXPERIMENTAL  
 ————— PSPICE  
 ————— SIMNON



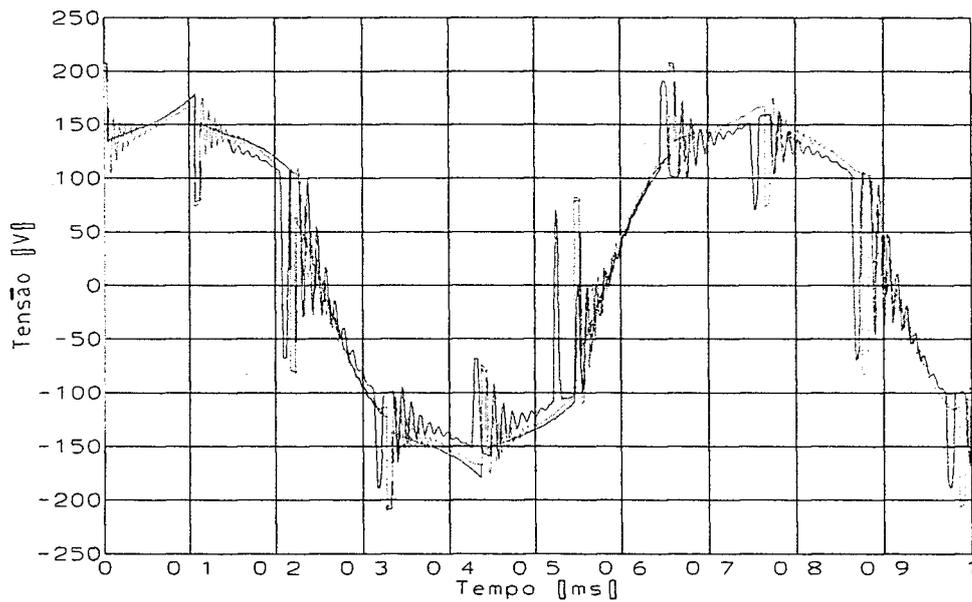
(a)



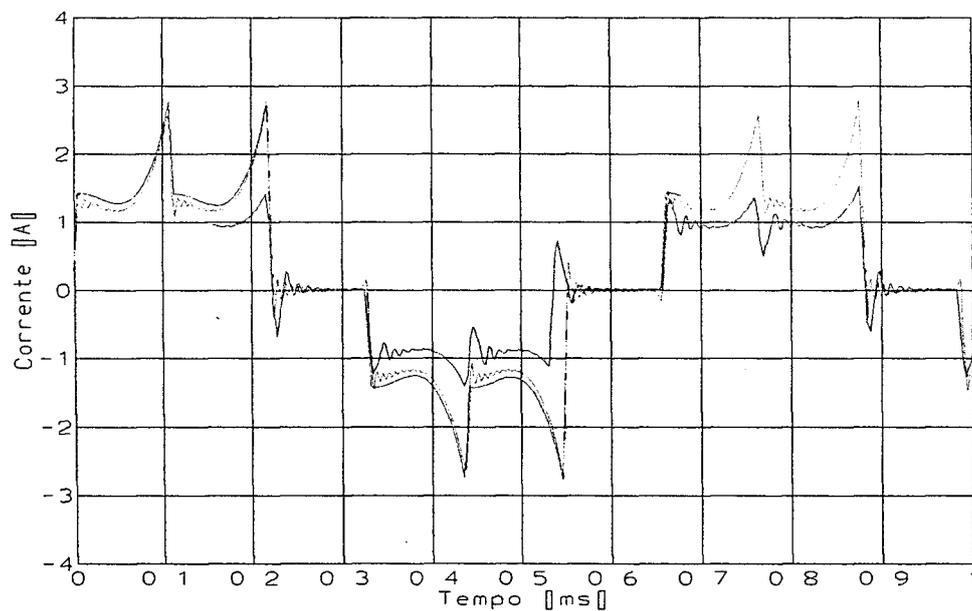
(b)

Figura 19. Formas de onda (a) da tensão  $V_{an}$  e (b) corrente de linha na fase A do MSF.

$f_i = 1591,4 \text{ Hz}$ ,  $n = 23.871 \text{ rpm}$   
 $V_{BCC} = 287,4 \text{ V}$ , Ângulo de avanço  $9,34^\circ$   
 ————— EXPERIMENTAL  
 ————— PSPICE  
 ————— SIMNON



(a)



(b)

Figura 20. Formas de onda (a) da tensão  $V_{an}$  e (b) corrente de linha na fase A do MSF.

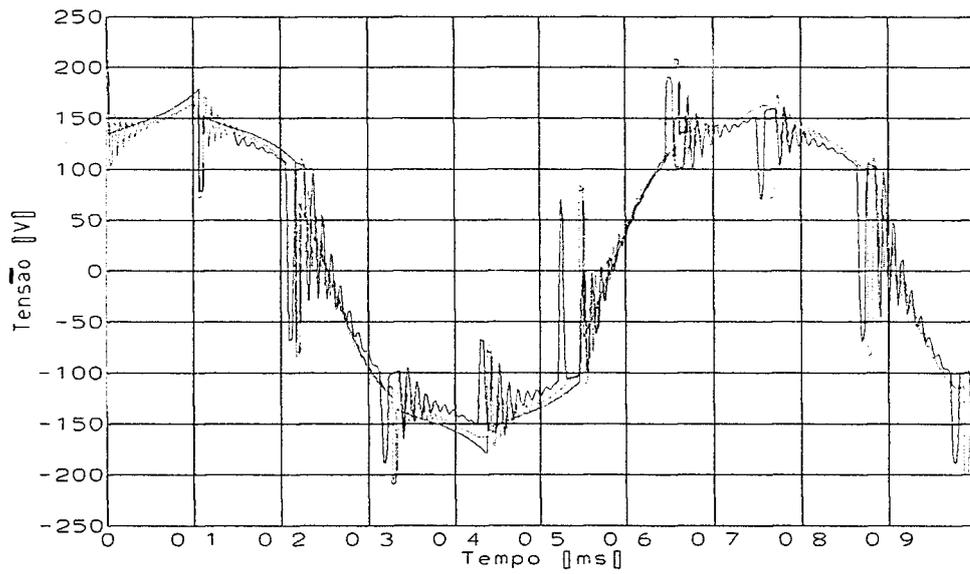
$f_i = 1517,2 \text{ Hz}$ ,  $n = 22.758 \text{ rpm}$   
 $V_{BCC} = 287,4 \text{ V}$ , Ângulo de atraso  $-10,50^\circ$

—————	EXPERIMENTAL
—————	PSPICE
—————	SIMNON

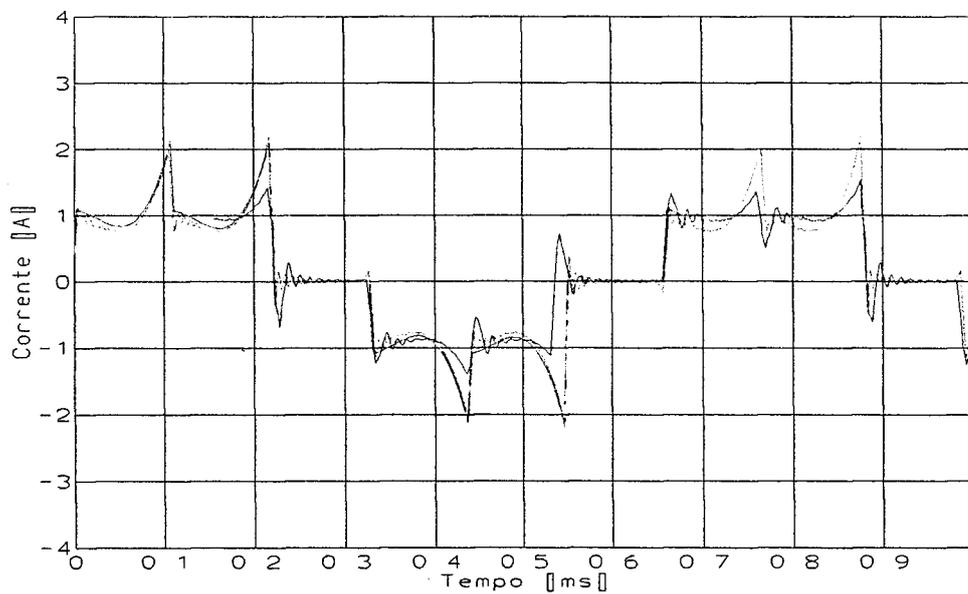
Como pode ser observado pela Figura 20, o perfil das formas de onda das correntes simuladas são praticamente iguais, mas diferem em amplitude com relação à forma de onda da corrente experimental. Atribui-se esta diferença a elevação da resistência do MOSFET com a corrente de dreno, estudado no item 5.2.1. A elevação da resistência, provocada pelos picos de corrente durante a comutação, tem como consequência uma diminuição da corrente de fase.

Tal comportamento pode ser comprovado pela simulação do sistema elevando o valor da resistência de dreno de  $3 \Omega$  para  $6 \Omega$  (baseado na curva do MOSFET apresentado na Figura 14), e mantendo-se os demais parâmetros inalterados. Os resultados são apresentados na Figura 21. Observa-se uma redução nos picos de corrente de 2,8 A para 2,2 A, e a corrente do patamar, de 1,2 A para 1 A

Como as correntes determinam o comportamento do torque, a ondulação será menor no caso real.



(a)



(b)

Figura 21. Formas de onda (a) da tensão  $V_{an}$  e (b) corrente de linha na fase A do MSF

$f_i = 1517,2 \text{ Hz}$ ,  $n = 22.758 \text{ rpm}$   
 $V_{BCC} = 287,4 \text{ V}$ , Ângulo de atraso  $-10,50^\circ$



EXPERIMENTAL

PSPICE  $R_{Ds(on)} = 6 \Omega$

SIMNON  $R_{Ds(on)} = 6 \Omega$

### 5.2.5. A ondulação de torque eletromagnético -Trip

A frequência da ondulação de torque é seis vezes superior à frequência de chaveamento do inversor. Para o motor **MSF** operando na rotação nominal do rotor de 24.000 rpm ( $f_i=1.600$  Hz), a frequência da ondulação de torque instantâneo é de 9.600 Hz.

A medida desta ondulação não era possível com os instrumentos disponíveis no laboratório.

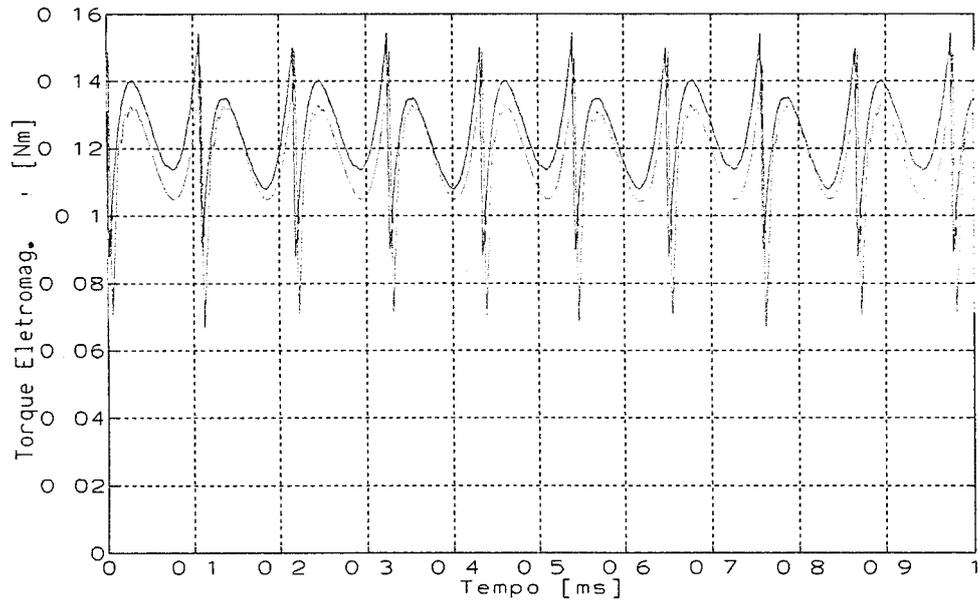
Devido a estas limitações do sistema de medida de torque, apenas o torque médio pôde ser avaliado. A avaliação da ondulação do torque ficará limitada à comparação entre resultados simulados.

A Figura 22 (a) apresenta o torque eletromagnético simulado para ângulo de avanço  $0,37^\circ$  e rotação 23.085 rpm, onde pode-se observar uma baixa ondulação.

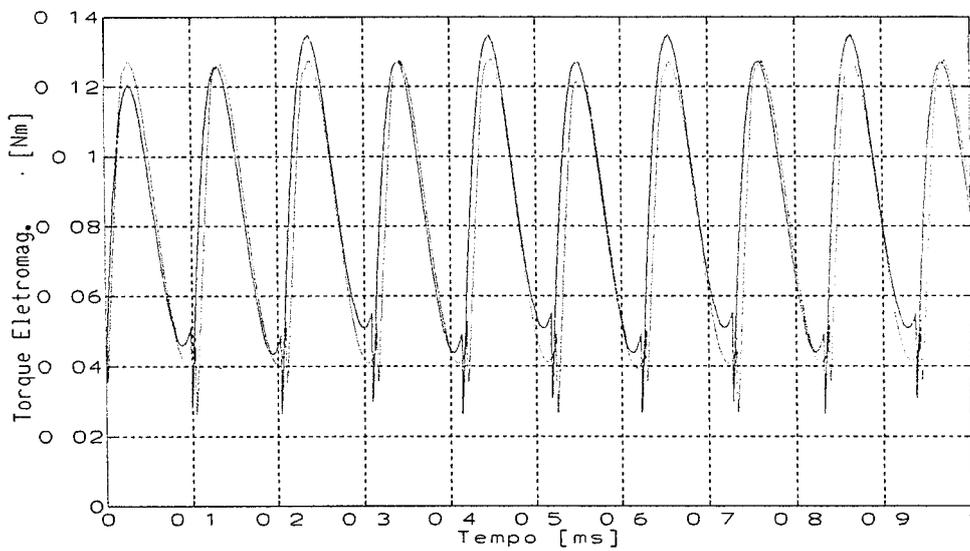
Na Figura 22 (b) o ângulo de avanço é  $9,34^\circ$  e rotação 23.871 rpm e pode-se observar uma elevada ondulação do torque eletromagnético com picos que seguem o comportamento da corrente apresentado na Figura 19.

Na Figura 23 (a) o ângulo de atraso é  $-10,50^\circ$  e a rotação 22.758 rpm e pode-se observar uma elevada ondulação do torque eletromagnético com picos que seguem o comportamento da corrente apresentado na Figura 20.

Na Figura 23 (b) a apresenta-se o resultado da simulação para o ângulo de atraso e a rotação da simulação do caso anterior (Figura 23 (a)), mas elevou-se o valor de  $R_{DS}$  de  $3 \Omega$  para  $6 \Omega$ . Com isso observa-se uma redução no valor dos picos e, conseqüentemente, no valor do torque eletromagnético médio.



(a)



(b)

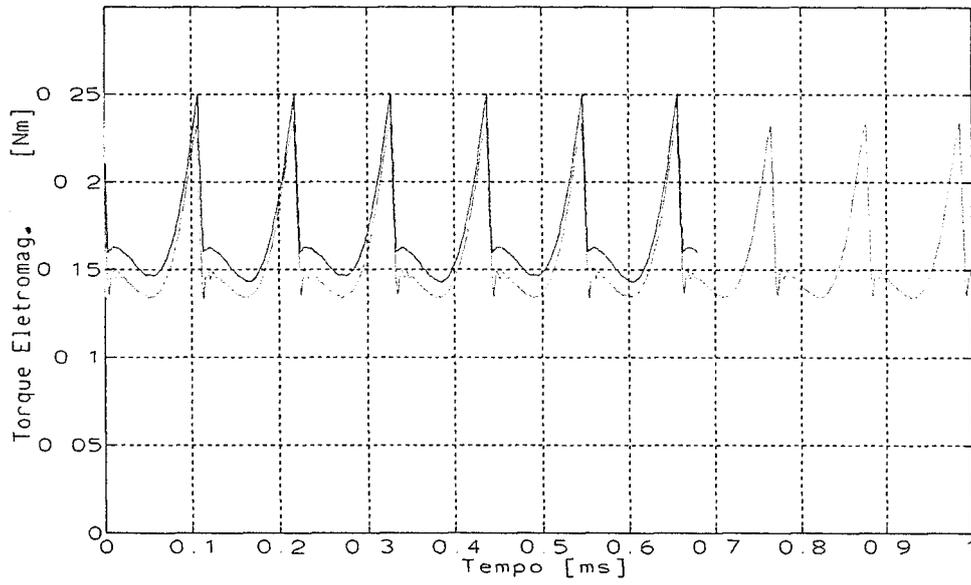
Figura 22. Formas de ondas do torque eletromagnético no motor **MSF**.

(a) Ângulo de avanço  $0,37^\circ$   
 $f_i = 1539 \text{ Hz}$ ,  $n = 23.085 \text{ rpm}$

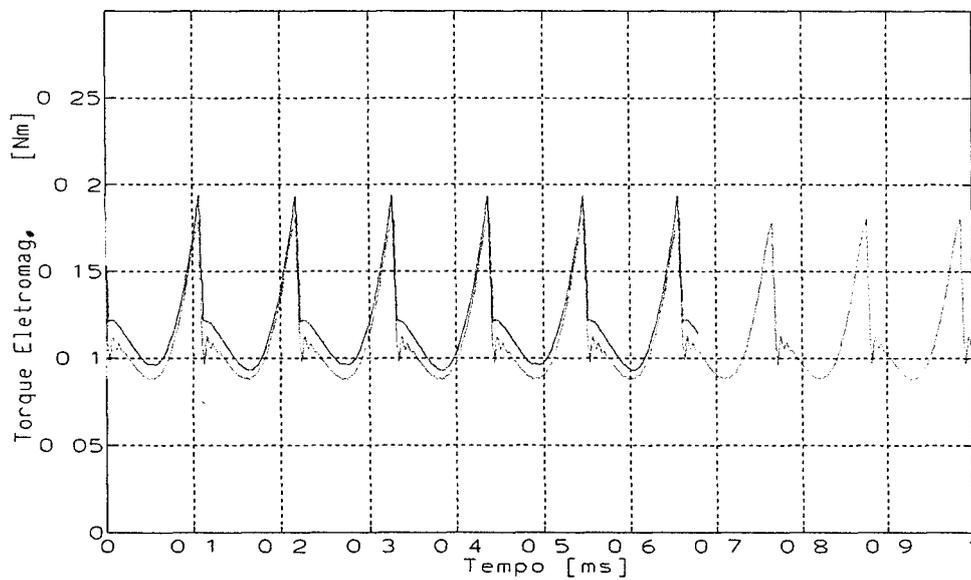
(b) Ângulo de avanço  $9,34^\circ$   
 $f_i = 1591,4 \text{ Hz}$ ,  $n = 23.871 \text{ rpm}$

—  
 —

PSPICE  
 SIMNON



(a)



(b)

Figura 23. Formas de onda do torque eletromagnético no motor **MSF**.

(a) Ângulo de avanço  $-10,50^\circ$

$f_i = 1517,2 \text{ Hz}$ ,  $n = 22.758 \text{ rpm}$

(b) Ângulo de avanço  $-10,50^\circ$

$R_{DS(on)} = 6 \text{ ohms}$

$f_i = 1517,2 \text{ Hz}$ ,  $n = 22.758 \text{ rpm}$

—————  
—————

PSPICE  
SIMNON

Os resultados do torque eletromagnético médio medidos e simulados são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3.  
Torque eletromagnético médio –  $T_{eo}$ .

TORQUE ELETROMAGNÉTICO	$T_{eo}$ N.m Aranço $0,05^\circ$ 11.607 rpm	$T_{eo}$ N.m Aranço $0,37^\circ$ 23.085 rpm	$T_{eo}$ N.m Aranço $9,34^\circ$ 23.871 rpm	$T_{eo}$ N.m Atraso— $10,50^\circ$ 22.758 rpm	$T_{eo}$ N.m Atraso— $10,50^\circ$ e $R_{DS} = 6 \Omega$ 22.758 rpm
MEDIDO	0,10672	0,10565	0,09552	<b>0,10859</b>	-----
PSPICE	0,12323	0,12091	0,08425	0,15161	<b>0,10815</b>
SIMNON	0,12390	0,12350	0,08700	0,16940	<b>0,12000</b>

Observa-se que os valores simulados obtidos com o **PSPICE** e **SIMNON** são próximos.

Na última coluna da Tabela 3, estão os valores simulados do torque eletromagnético médio quando a resistência de canal do MOSFET é elevada de  $3 \Omega$  para  $6 \Omega$ . Uma vez que os picos de corrente diminuem para uma resistência de canal maior do MOSFET, observa-se que o torque médio obtido diminui, aproximando-se do resultado medido.

### 5.2.6. As formas de onda das tensões de linha no motor

A forma de onda da tensão de linha no motor MSF é apresentada na Figura 24. Aqui também observa-se uma boa concordância entre os valores simulados e os valores medidos. Constata-se que o valor de patamar da tensão de linha (valor máximo) corresponde ao valor da tensão do barramento de corrente contínua  $V_{BCC}$  de 287,7 V.

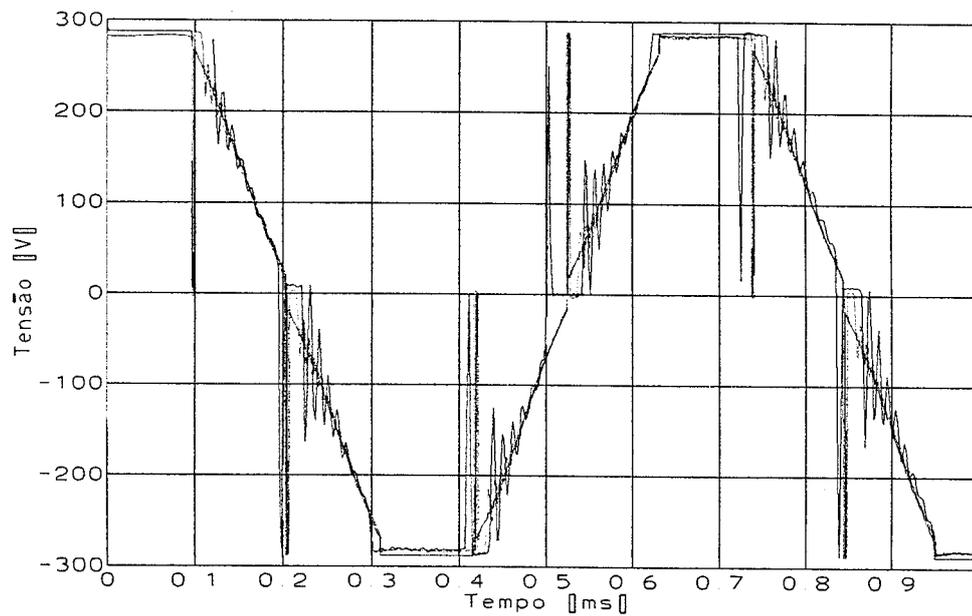


Figura 24. Formas de onda da tensão  $V_{ab}$  do motor MSF.

$$f_i = 1561,2 \text{ Hz}, n = 23.418 \text{ rpm}$$

Ângulo de avanço  $+1,32^\circ$

———— EXPERIMENTAL

———— PSPICE

———— SIMNON

### 5.2.7. As formas de onda de corrente na entrada do inversor - $I_{BCC}$

A forma de onda da corrente no barramento de corrente contínua com o motor operando na rotação de 23.418 rpm, ângulo de avanço  $+1,32^\circ$  e tensão do barramento de corrente contínua  $V_{BCC}$  de 287,7 V, foi medida e comparada com o simulado com o SIMNON, e o resultado é apresentado na Figura 25.

O valor médio da corrente no barramento CC medida foi de 0,951 A, e o simulado 0,858 A.

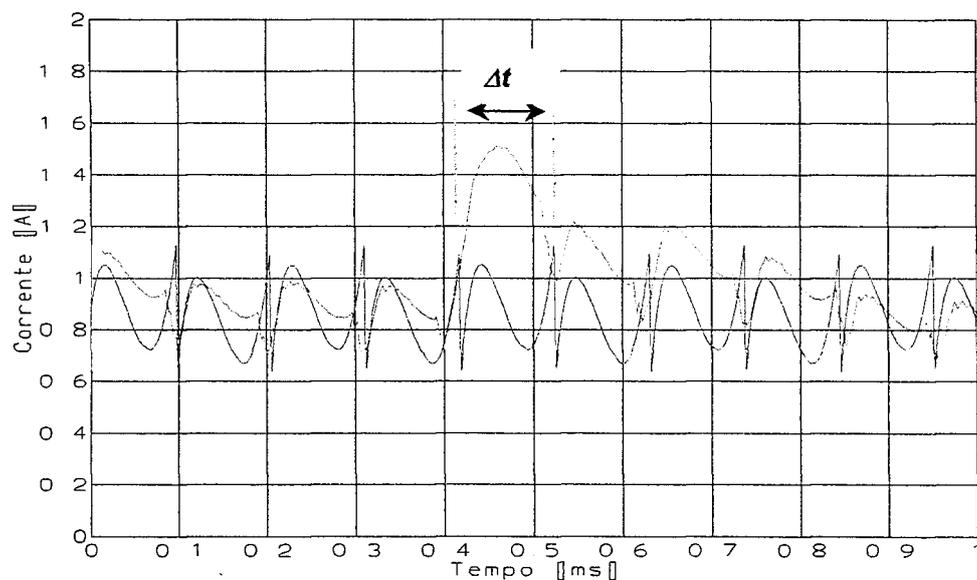


Figura 25. Forma de onda da corrente no barramento CC do inversor.

$$f_i = 1561,2 \text{ Hz}, n = 23.418 \text{ rpm}$$

$$\text{Ângulo de avanço } +1,32^\circ$$

----- EXPERIMENTAL

===== SIMNON

Pela Figura 25, pode-se observar uma boa concordância das formas de onda da corrente somente em alguns trechos do período amostrado. No intervalo de tempo  $\Delta t$  identificado na figura, constata-se que os valores instantâneos da corrente  $I_{BCC}$  assumem valores maiores que o de regime. Este comportamento se deve ao problema da determinação dos pontos de comutação pelos sensores Hall comentado no item 5.2.2.

### 5.2.8. A forma de onda da potência eletromagnética

A Figura 26, apresenta a forma de onda da potência eletromagnética obtida por simulação (SIMNON) para a frequência de 23.418 rpm, ângulo de avanço  $+1,32^\circ$  e tensão do barramento de corrente contínua  $V_{BCC}$  de 287,7 V.

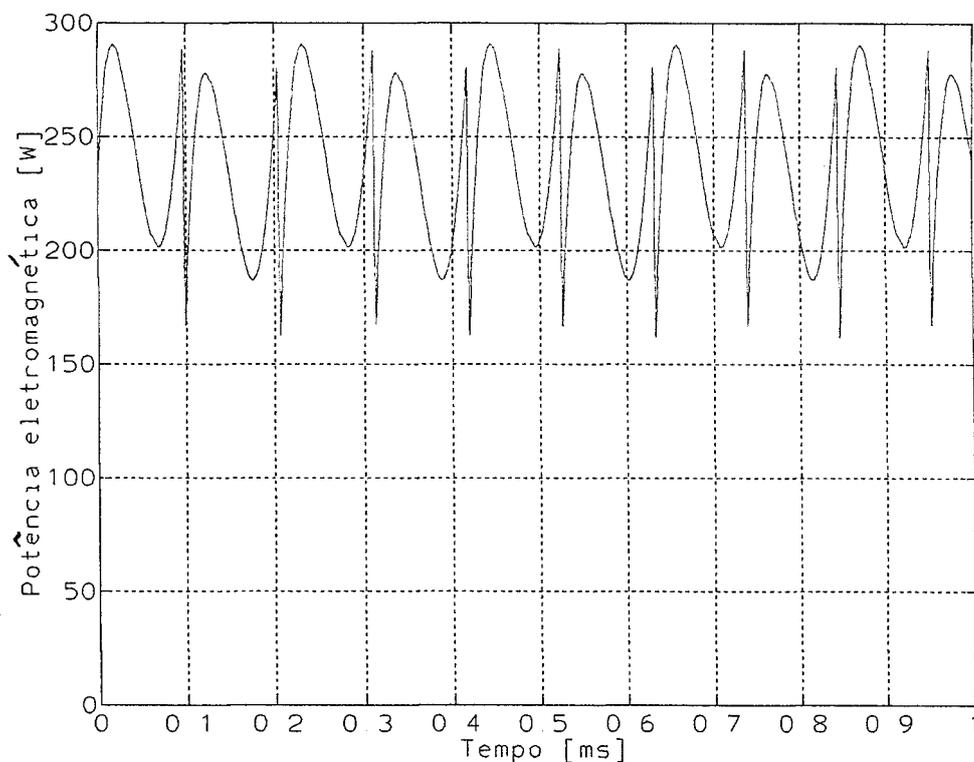


Figura 26. Forma de onda da potência eletromagnética do motor MSF

$$f_i = 1561,2 \text{ Hz}, n = 23.418 \text{ rpm}$$

$$\text{Ângulo de avanço } +1,32^\circ$$

SIMNON

O valor da potência eletromagnética média simulada vale 236 Watts.

Conforme abordado no item 3.5.2, para se determinar a potência eletromagnética à partir dos resultados experimentais é necessário descontar da potência elétrica consumida pelo motor (medida pelo wattímetro), as perdas nos enrolamentos do estator (Joule) e as perdas por correntes induzidas.

A partir dos resultados apresentados no Anexo 1 verifica-se que a potência elétrica consumida pelo motor vale  $P=269$  Watts, as perdas Joule  $4,82$  Watts e as perdas por correntes induzidas  $25,0$  Watts. Resultando em uma potência eletromagnética média experimental de  $239,18$  Watts, que é um valor bem próximo ao valor simulado de  $236$  Watts.

### 5.3 Comparação de um motor BDCM com formas de onda de tensão induzida senoidal, trapezoidal e real

A tensão induzida medida nos terminais do motor corresponde a uma dada distribuição de fluxo, sendo possível adotar várias idealizações.

Para avaliar as diferenças no comportamento do motor quando se considera formas de onda de tensão induzidas idealizadas, o motor **MSF** foi simulado para diferentes formatos de tensão induzida (diferentes distribuições de fluxo no entreferro): a real, a senoidal e a trapezoidal (com patamar de 120°).

Com o auxílio do programa desenvolvido em **SIMNON**, pôde-se avaliar qualitativamente o comportamento das correntes, torque, tensões de linha e de fase obtidos.

O critério adotado para comparação, considera iguais os valores eficazes das três formas de onda das tensões induzidas. Desta forma, garante-se indiretamente que o valor do fluxo magnético no entreferro do motor operando com qualquer uma destas formas de onda é mantido constante.

Os valores das constantes de tensão induzida  $-k_w$  adotadas para as simulações do motor para cada uma das formas de onda da tensão induzida, são apresentados a seguir:

- $k_w = 15,3.10^{-3}$  [V/(rd/s)] para forma de onda da **tensão induzida real**;
- $k_w = 13,764.10^{-3}$  [V/(rd/s)] para forma de onda da **tensão induzida trapezoidal**;
- $k_w = 17,1.10^{-3}$  [V/(rd/s)] para forma de onda da **tensão induzida senoidal**.

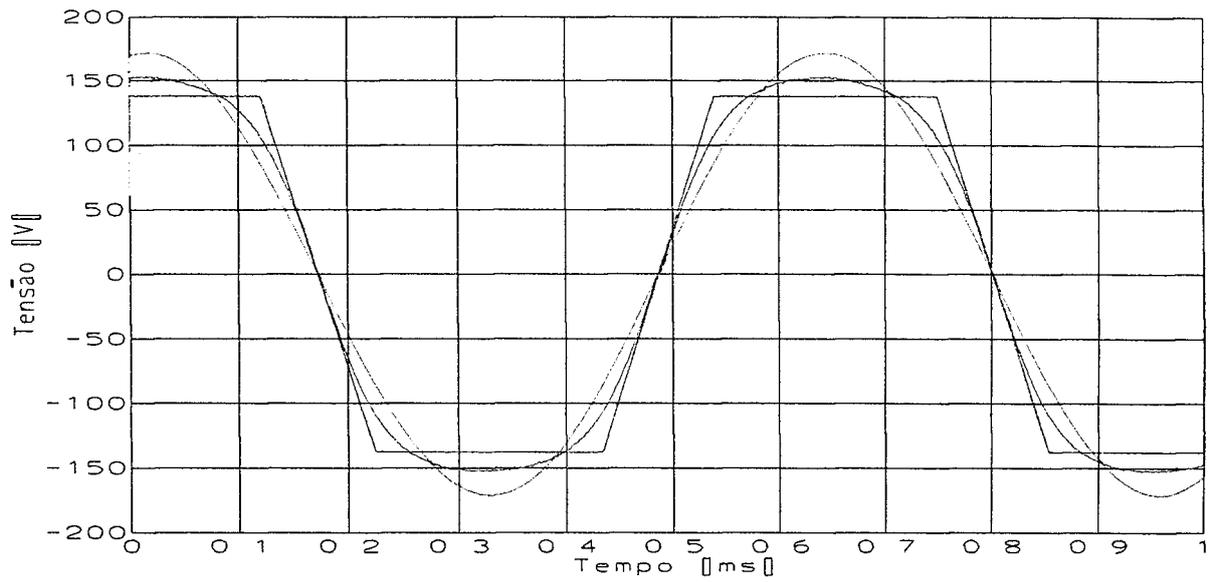
Estes valores, e as respectivas formas de onda normalizadas das tensões induzidas foram inseridos no programa **SIMNON**. Para compor a forma de onda trapezoidal normalizada foram necessários 7 pontos (0°, 30°, 150°, 180°, 210°, 330° e 360°). Para a

forma de onda senoidal foram necessários 360 pontos. Os demais parâmetros do motor **MSF** foram mantidos inalterados.

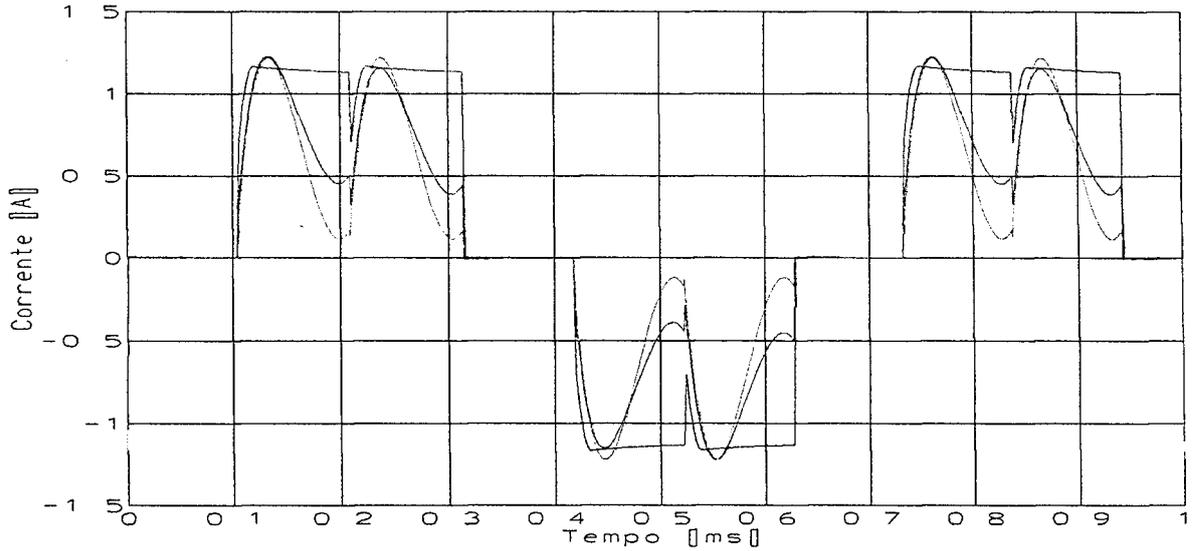
Os resultados obtidos para os formatos das correntes e tensões de fase, e torque eletromagnético para um ângulo de avanço  $9,34^\circ$  graus elétricos e frequência do rotor de 23.781 rpm são apresentados nas Figuras 27, 28, 29, 30 e 31, respectivamente.

As legendas adotadas para as curvas apresentadas nas figuras são:

Real	
Trapezoidal	
Senoidal	



*Figura 27. Formas de ondas das tensões induzidas do motor real, senoidal, trapezoidal.*



*Figura 28. Formas de ondas das correntes do motor real, senoidal, trapezoidal.*

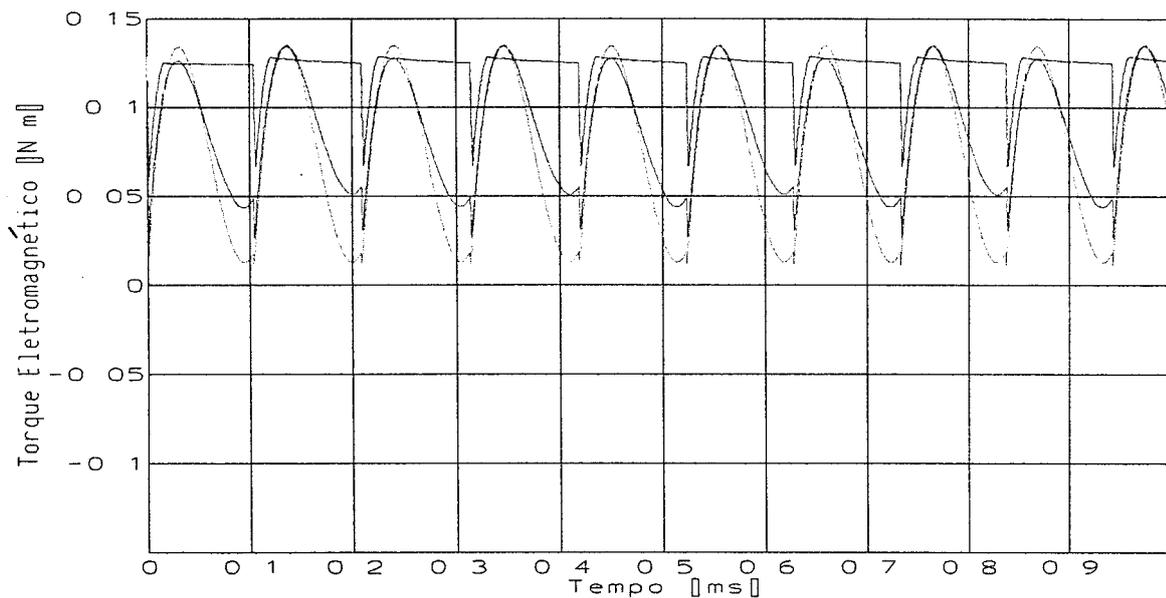


Figura 29. Formas de ondas dos torques eletromagnéticos do motor real, senoidal, trapezoidal.

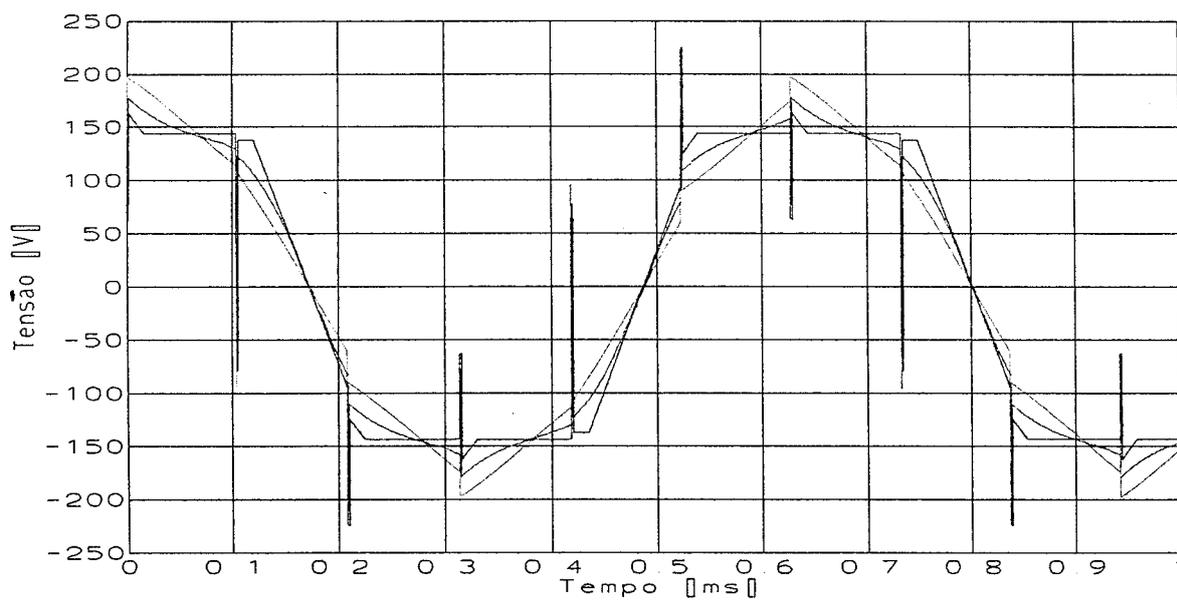
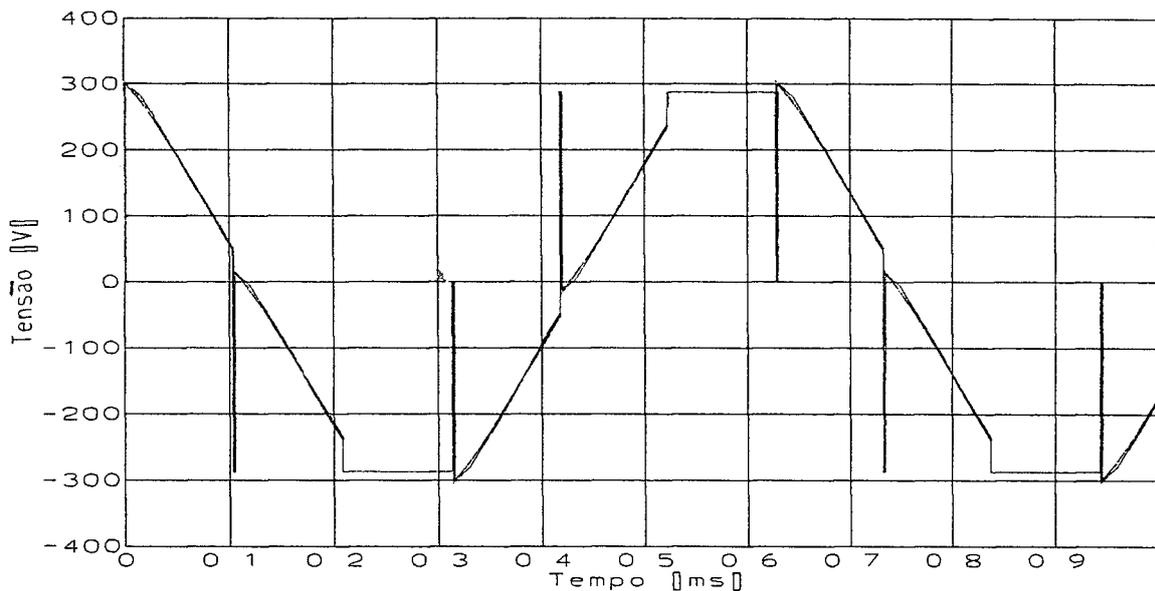


Figura 30. Formas de ondas das tensões de fase do motor real, senoidal, trapezoidal.



*Figura 31. Formas de ondas das tensões de linha do motor real, senoidal, trapezoidal.*

A partir destas figuras, pode-se constatar que existem diferenças no comportamento das correntes e tensões de fase, e no torque do motor para as diferentes formas de onda da tensão induzida. Apenas a forma de onda da tensão de linha ficou igual para os três casos.

Verifica-se que o motor **BDCM** com a forma de onda trapezoidal apresenta um melhor aproveitamento do período de condução, otimizando o produto tensão x corrente com o valor do torque eletromagnético médio maior e ondulação de torque menor.

Em outro extremo, o motor **BDCM** com forma de onda senoidal apresenta o valor do torque eletromagnético médio menor e a ondulação maior.

Os resultados da simulação para o torque eletromagnético médio e para a ondulação de torque – *Trip* (calculado através da equação (15)), são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4.  
 Valores simulados para o Torque eletromagnético médio -  $T_{eo}$   
 e para a ondulação de torque -  $Trip$ .

FORMA DE ONDA DA TENSÃO INDUZIDA	$T_{eo}$ N.m	$Trip$ %
SENOIDAL	0,0738	59,8
REAL	0,0870	35,9
TRAPEZOIDAL	0,1226	9,06

## CONCLUSÕES

O modelamento matemático e a simulação de um **motor com ímãs permanentes sem ferro no estator BDCM-MSF** e comutação eletrônica de 315 W foram apresentados. A simulação foi feita utilizando dois programas computacionais distintos, sendo um orientado ao projeto de circuitos (**PSPICE**) e outro de propósito geral (**SIMNON**). Nos dois casos considerou-se sempre a forma de onda **real** da tensão induzida nos terminais do motor, evitando as simplificações associadas às aproximações senoidal e trapezoidal.

Os resultados experimentais obtidos (corrente, tensão e torque médio) foram comparados com as simulações, tendo sido obtido boa concordância entre os resultados. Tal concordância foi obtida a despeito dos problemas existentes na montagem mecânica dos sensores Hall. Notou-se também uma grande sensibilidade dos resultados simulados ao valor adotado para a resistência de canal do transistor MOSFET, uma vez que as indutâncias de um motor sem ferro são proporcionalmente pequenas.

Foram analisados, também, os efeitos do avanço e atraso na comutação eletrônica no comportamento das correntes e torque do motor.

Através deste trabalho obteve-se um melhor entendimento dos motores de ímãs permanentes e comutação eletrônica. A metodologia da simulação proposta é uma ferramenta útil que pode ser utilizada para projetos com motores deste tipo, permitindo a obtenção de resultados precisos.

## A) Variáveis elétricas medidas na entrada e saída do inversor

$V_{BCC}$ [V]	$I_{BCC}$ [A]	$I_s$ [Arms]	$V_s$ [V]	$Q$ [VAr]	$S$ [VA]	$P$ [W]	$PF$	Ângulo de Avanço / Atraso em graus elétricos	$n$ [rpm]
287,4	0,910	0,8221	214,6	167,4	305,6	255,7	0,837	9,34°	23.871
287,7	0,951	0,8181	213,1	137,3	302,0	269,0	0,891	1,32°	23.418
287,4	0,967	0,8269	214,7	129,3	304,6	275,8	0,906	0,37°	23.085
150,4	0,978	0,8225	108,9	62,3	155,1	142,0	0,916	0,05°	11.607
287,4	0,974	0,8251	214,6	130,4	306,7	277,6	0,905	-10,50°	22.758

Onde:

 $I_s$  é a corrente de fase de saída do circuito inversor [A] $V_s$  é a tensão de linha do circuito inversor [V] $Q$  é a potência reativa consumida pelo motor [VAr] $S$  é a potência aparente do motor [VA] $P$  é a potência ativa consumida pelo motor [W] $PF$  é o fator de potência do motor

## B) Valores de potência e eficiência do inversor e do motor MSF

$P_{BCC}$ [W]	$T_L$ [N.m]	$\omega_r$ [rd/s]	$P_{joule}$ [W]	$P_{ci}$ [W]	$P_{mec}$ [W]	Eficiência do motor $\eta_{motor}$ %	Eficiência do inversor $\eta_{inversor}$ %	Ângulo de Avanço/Atraso em graus elétricos
261,53	0,08512	2499,76	4,886	25,98	212,79	88,3	97,8	9,34°
273,60	0,08898	2452,30	4,819	25,00	218,21	81,1	98,3	1,32°
277,91	0,0956	2417,46	4,923	24,28	231,12	83,8	99,2	0,37°
147,09	0,10174	1215,48	4,871	6,57	123,67	87,1	96,5	0,05°
279,92	0,09868	2417,14	4,902	23,59	235,18	84,7	99,2	-10,50°

Onde:

$$\eta_{motor}\% = (P_{mec}/P) \cdot 100$$

$$\eta_{inversor}\% = (P/P_{BCC}) \cdot 100$$

$$P_{BCC} = V_{BCC} \cdot I_{BCC} [W]$$

**REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

- [1] **Acarney, P. P.; Ertugrul, N.** ANALYTICAL SOLUTION OF THE SYSTEM OF THE AXIAL FIELD PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR DRIVE. International Conference on Electrical Machines and Drives, 15-17 September, 1992, p. 785-789.
- [2] **Acarney, P. P.; Safi, S. K.; Jack, A G.** ANALYSIS AND SIMULATION OF THE HIGH-SPEED TORQUE PERFORMANCE OF BRUSHLESS DC MOTOR DRIVES, IEE Proc. Elect. Power Appl. vol 142, n°3, May 1995, p. 191-200.
- [3] **Bolton, H R; Ashen, R. A .** INFLUENCE OF MOTOR DESIGN AND FEED CURRENT ON TORQUE RIPPLE IN BRUSHLESS DC DRIVES. IEE Proceedings, vol 131, Pt B, n° 3, May 1984, p. 82-90.
- [4] **Cardoso, J. R.** INTRODUÇÃO AO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS PARA ENGENHEIROS ELETRICISTAS. Publicação independente. EPUSP 1995.
- [5] **Carlson, R.; Mazenc, M. L.; Fagundes, J. C. C.** ANALYSIS OF TORQUE RIPPLE DUE TO PHASE COMMUTATION IN BRUSHLESS DC MACHINES; IEEE -IA, vol. 28, n° 3, May/June 1992.
- [6] **Chan, C. C.** AN OVERVIEW OF ELECTRIC VEHICLE TECHNOLOGY, Proceedings of the IEEE, vol. 81, n°9, September 1993.
- [7] **Colby, R. S.** CLASSIFICATION OF INVERTER DRIVEN PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS. Department of Electrical and Computer Engineering IEEE - 1988.

- [8] **Chrysis, G. C.** HIGH FREQUENCY SWITCHING POWER SUPPLIES THEORY & DESIGN. McGraw-Hill, 1989.
- [9] **Demerdash, N. A.; Hijazi; M.** IMPACT OF THE ADDITION OF A ROTOR-MOUNTED DAMPER BAR CAGE ON THE PERFORMANCE OF SAMARIUM-COBALT PERMANENT MAGNET BRUSHLESS DC MOTOR SYSTEMS, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 3, n°4, Dec.1988, p. 891-97.
- [10] **Demerdash, N. A, Nehl, T. W.** DYNAMIC MODELING OF BRUSHLESS DC MOTORS FOR AEROSPACE ACTUATION. *IEEE Trans. In Aerospace and Electronic Systems* Vol. AES-16 n°6, Nov. 1980, p. 811-821.
- [11] **Demerdash, N. A, Nehl, T W, Fouad, F. A.** IMPACT OF WINDING INDUCTANCES AND OTHER PARAMETERS ON THE DESIGN AND PERFORMANCE OF BRUSHLESS DC MOTORS. *IEEE Trans. On Power Apparatus And Systems*, Vol PAS-104, n°8, August 1985, p. 2206-2213.
- [12] **Dote, Y; Kinoshita, S.** BRUSHLESS SERVOMOTORS FUNDAMENTALS AND APPLICATIONS. Clarendon Press - Oxford - 1990.
- [13] **Elmqvist, H. et al; SIMNON.** USER GUIDE FOR MS-DOS COMPUTERS, Versão 3.2 - Dep. of Automatic Control of Institute of Technology of Lund-Sweden. January-1990.
- [14] **Elmissiry, M. M.; Chari, S.** PERFORMANCE OF TOROIDAL AXIAL FLUX BRUSHLESS DC MOTOR UNDER DYNAMIC CONDITIONS OF OPERATION. *Sixth Int. Conf on Electrical Machines and Drives*, Oxford, Inglaterra, 1993, p. 612-618.

- [15] **EMTP**. ELECTROMAGNETIC TRANSIENTS PROGRAM REFERENCE MANUAL, H. Dommel, Aug. 1986.
- [16] **Evans, P D; Brown, D.** SIMULATION OF BRUSHLESS DC DRIVES. Proc. IEE, Vol b-137, 1990, p. 299-308.
- [17] **Falcone, A G.** ELETROMECAÂNICA, TRANSFORMADORES E TRANSDUTORES, CONVERSÃO ELETROMECAÂNICA DE ENERGIA, MÁQUINAS ELÉTRICAS. Editora Edgard Blücher LTDA, 1979.
- [18] **Fiorillo, F.; Novovikov, A.** AN IMPROVED APPROACH TO POWER LOSSES IN MAGNETIC LAMINATIONS UNDER NONSINUSOIDAL INDUCTION WAVEFORM. IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 26 n°5, Sept. 1990, p. 2904-10.
- [19] **Garate, I; Carrasco, R. A; Bowden, A L.** AN INTEGRATED DIGITAL CONTROLLER FOR BRUSHLESS AC MOTORS USING A DSP MICROPROCESSOR, Proc. 3rd IEE International Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives, Londres, Julho 1988, p. 249-252.
- [20] **Garcia, C.** MODELAGEM E SIMULAÇÃO. Edusp, 1997.
- [21] **Goldemberg, Clóvis.** CONTRIBUIÇÃO AO PROJETO, MODELAGEM, SIMULAÇÃO E CONTROLE DE MOTORES DE ÍMÃS PERMANENTES DE COMUTAÇÃO ELETRÔNICA DE ELEVADA POTÊNCIA; Tese de Doutorado, Universidade de Campinas, UNICAMP - SP, 1995.
- [22] **Goldemberg, Clóvis; Souza, D. U. D.** MODELAGEM E SIMULAÇÃO DE MOTOR “BRUSHLESS DC”. II Seminário Internacional de Motores Elétricos e Acionamentos Reguláveis, São Paulo, 1991.

- [23] **Hanselman**, Duane C. BRUSHLESS PERMANENT-MAGNET MOTOR DESIGN. Editora McGraw-Hill - 1994.
- [24] **Hanselman**, D; **Hung**, J. Y.; **Keshura Jr**, M. TORQUE RIPPLE ANALYSIS IN BRUSHLESS PERMANENT MAGNET MOTOR DRIVES. International Conference on Electrical Machines and Drives, 15-17 September - 1992, p. 823-827.
- [25] **Hendershot**, J. R.; **Miller**, T. J. E.; DESIGN OF BRUSHLESS PERMANENT-MAGNET MOTORS. Magna Physics Publications - Oxford Science publications - 1994.
- [26] **Honeywell**. MICRO SWITCH SOLID STATE SENSORS. Catálogo do fabricante.
- [27] **Howe**, D; **Zhu**, Z Q. ANALYTICAL PREDICTION OF DYNAMIC PERFORMANCE CHARACTERISTICS OF BRUSHLESS DC DRIVES. Electric Machines and Systems, 20:661-678, 1992
- [28] **Hui**, S. Y. R.; **Bolton**, H. R. MICROPROCESSOR CONTROLLED SYNCHRONOUS MOTOR DRIVE, Proc. 3rd IEE International Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives, Londres, July 1988, p. 245-8
- [29] **Iizuka**, K; **Uzuashi**, H. MICROCOMPUTER CONTROL FOR SENSORLESS BRUSHLESS MOTOR. IEEE, IAS 1984, p. 618-624.
- [30] **International rectifier** - Application Notes:  
  
AN-967 - USING HEXFET III IN PWM INVERTERS FOR MOTOR DRIVES AND UPS SYSTEMS; **Grant**, D.

AN-978 - HIGH-SPEED, HIGH-VOLTAGE IC DRIVER FOR HEXFET OR IGBT BRIDGE CIRCUITS; **Young, G.**

AN-978 A - HV FLOATING MOS-GATE DRIVER IC; **Clements, S.; Dubhashi, A**  
preliminary Data Sheet

PD-6.011 - High Voltage Bridge Driver IR2110

- [31] **Jahns, T M.** TORQUE PRODUCTION IN PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR DRIVES WITH RECTANGULAR CURRENT EXCITATION. IEEE Trans. on Industry Application, Vol IA-20, n°4, July/August 1984, p. 803-813.
- [32] **kenjo, T; Nagamori, S.** PERMANENT MAGNET AND BRUSHLESS DC MOTORS. Oxford Science publications 1985.
- [33] **Krause, P.** ANALYSIS OF ELECTRIC MACHINERY. New York, McGraw-Hill, 1986.
- [34] **Le-Huy, H; Perret, R; Feuillet, R.** MINIMIZATION OF TORQUE RIPPLE IN BRUSHLESS DC MOTOR DRIVES. Conf. Rec. IEEE-IAS- Annual, Toronto, Canada, Outubro 1985, p. 790-7.
- [35] **Le-Huy, H; Jakubowics, A; Perret, R.** A SELF CONTROLLED SYNCHRONOUS MOTOR DRIVE USING TERMINAL VOLTAGE SENSING. IEEE, IAS 1980, p. 562-569.
- [36] **Lipo, T A.** THE ANALYSIS OF INDUCTION MOTORS WITH VOLTAGE CONTROL BY SYMMETRICALLY TRIGGERED THYRISTORS. Trans. IEEE Vol PAS-90, 1971, p. 515-525.

- [37] **Liu G.; Dunford, W. G.** COMPARISON OF SINUSOIDAL EXCITATION AND TRAPEZOIDAL EXCITATION OF A BRUSHLESS PERMANENT MAGNET MOTOR. IEE - Power Electronics and Variable Speed Drives - Conference-1990.
- [38] **McMurray, W.** SELECTION OF SNUBBERS AND CLAMPS OPTIMIZE THE DESIGN OF TRANSISTOR SWITCHING CONVERTERS. IEEE. Trans. IA VOL16, 1980
- [39] **Mandawala, U. K. et al.** A BRUSHLESS IRONLESS DC MACHINE. IEE - Power Electronics and Variable Speed drives - Conference-1990.
- [40] **Mango, L. M. C.** BRUSHLESS DC MACHINES WITH RARE-EARTH MAGNETS FOR HIGH SPEED AEROSPACE DRIVES. International Conference on Total Solutions in Drives/Motions Controls, Birmingham, 1990.
- [41] **MATLAB**, The Student edition of. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1992
- [42] **Metzberger, K.** EISENLOSE ELEKTRONISCH KOMMUTIERTE GLEICHSTOMANTRIEBE FÜR HOCHGESCHWINDIGKEITS - SCHWUNGRINGE. Darmstadt, 1977. 129 p., Dissertation Technische Hochschule.
- [43] **MIL-STD-750C.** METHOD 3421 - STATIC DRAIN TO SOURCE "ON"- STATE RESISTANCE. February 1983.
- [44] **Miller, T. J. E.** BRUSHLESS PERMANENT-MAGNET AND RELUCTANCE MOTOR DRIVES. Oxford Science Publications – 1993.
- [45] **Motorola:**  
POWER MOSFET SEMICONDUCTOR DATA - 1989  
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

- [46] **Mohan; Undeland; Robbins**, POWER ELECTRONICS: CIRCUITS, APPLICATIONS AND DESIGN. New York , John Willey & Sons, 1990.
- [47] **Mohan; N.; Undeland; T. M.; Robbins, W. P.; Nilsen, R; Mo, O.** SIMULATION OF POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL SYSTEMS - AN OVERVIEW, Proceedings of the IEEE, Vol. 82, n° 8, August 1994.
- [48] **Murai, Y. et al.** TORQUE RIPPLE IMPROVEMENT FOR BRUSHLESS DC MINIATURE MOTORS. IEEE - IA May/June-89
- [49] **Murphy, J. M. D.; Turnbull, F. G.** POWER ELECTRONIC CONTROL OF AC MOTORS. Pergamon Press - 1988.
- [50] **Novotny, D., Fath, A F.** THE ANALYSIS OF INDUCTION MACHINES CONTROLLED BY SERIES CONNECTED SEMICONDUCTOR SWITCHES. Trans. IEEE, Vol PAS-87, 1968, p. 597-605.
- [51] **Nucera, R. R.; Krause, P. C.; Sudhof, S. D.** COMPUTATION OF STEADY STATE PERFORMANCE OF AN ELECTRONICALLY COMMUTATED MOTOR. IEEE, IA - Vol 25 n° 6, November/December 1989.
- [52] **Pal, S. K..** DESIGN CRITERIA FOR BRUSHLESS DC MOTORS WITH HOLLOW ROTOR OF SAMARIUM-COBALT FOR APPLICATIONS ABOVE 25.000 RPM IN VACUUM. IEE Electrical Machines and Drives – Conference, 11-13 Sept., Londres, Inglaterra 1991, p. 115-120.
- [53] **Pillay P.; Krishnan, R.** MODELING, SIMULATION, AND ANALISYS OF PERMANENT MAGNET MOTOR DRIVES, PART II: THE BRUSHLESS DC MOTOR DRIVE. IEEE, IAS 89, p. 274-79.

- [54] **Pillay, P.; Krishnan, R.** CONTROL CHARACTERISTICS AND SPEED CONTROLLER DESIGN FOR HIGH PERFORMANCE PERMANENT MAGNETIC SYNCHRONOUS MOTOR DRIVE. IEEE - PE - April-90.
- [55] **Pillay P.; Krishnan, R.** MODELING OF PERMANENT MAGNET MOTOR DRIVES, IEEE. IE 88, p. 537-41.
- [56] **Pillay, P.; Krishnan, R..** APPLICATION CHARACTERISTICS OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS AND BRUSHLESS DC MOTOR FOR SERVO DRIVES. IEEE - IA - September/October-91.
- [57] **Pillay, P. et al.** PERFORMANCE AND DESIGN OF PERMANENT MAGNET AC MOTOR DRIVES - TUTORIAL COURSE. IEEE - IAS – 89.
- [58] **Pillay, P; Freere, P.** LITERATURE SURVEY OF PERMANENT MAGNET AC MOTORS AND DRIVES. IEEE 1989, p. 74-84.
- [59] **PSPICE** for Windows; USER GUIDE, versão 7.1.
- [60] **Rashid, M. H..** POWER ELECTRONICS CIRCUITS, DEVICES AND APPLICATIONS, Prentice Hall – 1988.
- [61] **Proud, N. J.; Kelsall, D. R.; Alexander, T. M.** A DRIVE SYSTEM FOR THE PIROUETTE KINETIC ENERGY STORAGE SYTEM. POWER ELECTRONICS AND VARIABLE SPEED DRIVES, Sep. 96, p. 392-347.
- [62] **Rashid, M. H.** SPICE FOR CIRCUITS AND ELECTRONICS USING PSPICE. Prentice Hall – 1990.

- [63] **Scheibig**, W. E. F. MOTORES A ÍMÃS PERMANENTES DE COMUTAÇÃO ELETRÔNICA DE ALTA VELOCIDADE: UMA ABORDAGEM AO MOTOR SEM FERRO NO ESTATOR. Tese de Doutorado, Escola Politécnica da USP, -1995.
- [64] **Sebastian**, T; **Gangla**, V. ANALYSIS OF INDUCED EMF AND TORQUE WAVEFORMS IN A BRUSHLESS PERMANENT MAGNET MACHINE. IAS 94, October, Denver Colorado, p. 240-246.
- [65] **Silva**, W. M.; **Oliveira**, A. M.; **Moraes**, C. C.; MODELING AND SIMULATION OF A 100 HP PERMANENT-MAGNET BRUSHLESS DC MOTOR PROTOTYPE, 3º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, São Paulo, 1995, p. 145-49.
- [66] **Sokira**, T. J.; **Jaffe**, W. BRUSHLESS DC MOTORS ELECTRONIC COMUTATION AND CONTROLS. Tab Books – 1990.
- [67] **Tuinenga**, P. W. SPICE A GUIDE TO SIMULATION & ANALYSIS USING PSPICE. Prentice Hall, 1992.
- [68] **Tomasek**, J. VELOCITY AND POSITION FEEDBACK IN BRUSHLESS SERVO SYSTEMS. Proc. Motor Conf., April 1985, p. 61-73.
- [69] **Viarouge**, P.; **Lajoie-Mazenc**, M; **Andrieux**, C. DESIGN AND CONSTRUCTION OF A BRUSHLESS PERMANENT MAGNET SERVOMOTOR FOR DIRECT-DRIVE APPLICATION, IEEE Trans., Vol IA-23, n° 3, May/June 1987, p. 526-531.
- [70] **Wallace**, A K, **Spée**, R. PERFORMANCE CHARACTERISTICS OF BRUSHLESS DC DRIVES. IEEE Trans. Industry Applications Vol 24 n° 4, July/August 1988 p. 568-573.

- [71] **Weh, H; Steingröver, Hosebach, H; Meins, J.** MAGNETICALLY LEVITATED FLYWHEEL ENERGY STORAGE SYSTEM WITH NA INTEGRATED ENERGY CONVERTER. ICEM 96, p. 331-335.

Estados de condução e comutação do inversor 120°

INTERVALO DE COMUTAÇÃO		INTERVALO DE CONDUÇÃO		
<p>1A</p>	<p>ESTADO 1</p>	$v_a = 2VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$ $v_b = -VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$ $v_c = -VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$	<p>ESTADO 1</p>	$v_a = VBCC/2 + (ea + eb)/2$ $v_b = -VBCC/2 + (ea + eb)/2$ $v_c = ec$
<p>2A</p>	<p>ESTADO 2</p>	$v_a = VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$ $v_b = VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$ $v_c = -2VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$	<p>ESTADO 2</p>	$v_a = VBCC/2 + (ea + ec)/2$ $v_b = eb$ $v_c = -VBCC/2 + (ea + ec)/2$

Estados de condução e comutação do inversor 120°

INTERVALO DE COMUTAÇÃO		INTERVALO DE CONDUÇÃO	
<p>3A</p>	<p>ESTADO 3</p>	$v_a = -VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$ $v_b = 2VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$ $v_c = -VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$	<p>3B</p> <p>ESTADO 3</p> $v_a = ea$ $v_b = VBCC/2 + (eb + ec)/2$ $v_c = -VBCC/2 + (eb + ec)/2$
<p>4A</p>	<p>ESTADO 4</p>	$v_a = -2VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$ $v_b = VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$ $v_c = VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$	<p>4B</p> <p>ESTADO 4</p> $v_a = -VBCC/2 + (ea + eb)/2$ $v_b = VBCC/2 + (ea + eb)/2$ $v_c = ec$

Estados de condução e comutação do inversor 120°

INTERVALO DE COMUTAÇÃO		INTERVALO DE CONDUÇÃO	
<p>5A</p> <p>ESTADO 5</p>	$v_a = -VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$ $v_b = -VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$ $v_c = 2VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$	<p>6B</p> <p>ESTADO 5</p>	$v_a = -VBCC/2 + (ea + ec)/2$ $v_b = eb$ $v_c = VBCC/2 + (ea + ec)/2$
<p>6A</p> <p>ESTADO 6</p>	$v_a = VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$ $v_b = -2VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$ $v_c = VBCC/3 + (ea + eb + ec)/3$	<p>5B</p> <p>ESTADO 6</p>	$v_a = ea$ $v_b = -VBCC/2 + (eb + ec)/2$ $v_c = VBCC/2 + (eb + ec)/2$

## APÊNDICE 2

**LISTAGEM DO MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR BDCM - MSF COM O PROGRAMA SIMNON**

CONTINUOUS SYSTEM IRONLESSMSF

STATE IA IB IC ANG I IM VN TER TEO TR PELM  
 DER DIA DIB DIC DANG DI DIM DVN DTER DTEO DTR DPELM  
 TIME T

"DEFINIÇÃO DAS VARIÁVEIS DE ESTADO

INITIAL

"DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS DE ENTRADA DO PROGRAMA DE SIMULAÇÃO

PHI:9.34  
 VBCC:287.4  
 Po:8  
 LM:15.3e-3  
 RS:5.4  
 LS:313.6E-6  
 WR:2499.97

"DEFINIÇÃO DE CONSTANTES DO PROGRAMA DE SIMULAÇÃO

A=PHI+30  
 TWO\_RS = 2\*RS  
 TWO\_LS = 2\*LS  
 PI=4\*ATAN(1)  
 FI=A\*PI/180  
 VBCC\_1\_2 = VBCC/2  
 VBCC\_1\_3 = VBCC/3  
 VBCC\_2\_3 = 2\*VBCC/3  
 RD2DEG = 180/PI  
 DEG2RD = PI/180  
 TWO\_PI = 2\*PI  
 PI\_1\_3 = 1\*PI/3  
 PI\_2\_3 = 2\*PI/3  
 PI\_3\_3 = 3\*PI/3  
 PI\_4\_3 = 4\*PI/3  
 PI\_5\_3 = 5\*PI/3  
 PI\_6\_3 = 6\*PI/3  
 W = WR\*Po/2  
 KW = LM\*W  
 FE = W/(2\*PI)  
 PER = 1/FE

SORT

DANG = W

"CONSTRUÇÃO DAS FORMAS DE ONDA DAS TENSÕES INDUZIDAS PARA AS FASES A,  
 B E C (VARIÁVEIS EA, EB E EC)

GAX = ANG-FI+PI\_1\_3  
 GBX = GAX +PI\_4\_3  
 GCX = GAX +PI\_2\_3

```
GA = RD2DEG*MOD(GAX,TWO_PI)
GB = RD2DEG*MOD(GBX,TWO_PI)
GC = RD2DEG*MOD(GCX,TWO_PI)
```

```
EA = KW*FUNC(1,GA)
EB = KW*FUNC(1,GB)
EC = KW*FUNC(1,GC)
```

"CONSTRUÇÃO DAS FORMAS DE ONDA DOS SENSORES DE POSIÇÃO (VARIÁVEIS SA, SB E SC) COM ATRASO (OU "AVANÇO).

```
F = MOD(ANG,TWO_PI)
P1 = IF F>PI_1_3 THEN 0 ELSE 1
P2 = IF F<PI_1_3 OR F>PI_2_3 THEN 0 ELSE 1
P3 = IF F<PI_2_3 OR F>PI_3_3 THEN 0 ELSE 1
P4 = IF F<PI_3_3 OR F>PI_4_3 THEN 0 ELSE 1
P5 = IF F<PI_4_3 OR F>PI_5_3 THEN 0 ELSE 1
P6 = IF F<PI_5_3 OR F>PI_6_3 THEN 0 ELSE 1
```

```
SA = SIGN(SIN(ANG))
SB = SIGN(SIN(ANG-PI_2_3))
SC = SIGN(SIN(ANG+PI_2_3))
```

"EQUAÇÕES ELÉTRICAS

```
A1 = IF IC*SC>0 THEN VBCC_2_3+E ELSE VBCC_1_2+(EA+EB)/2
A2 = IF IB*SB>0 THEN VBCC_1_3+E ELSE VBCC_1_2+(EA+EC)/2
A3 = IF IA*SA>0 THEN -VBCC_1_3+E ELSE EA
A4 = IF IC*SC>0 THEN -VBCC_2_3+E ELSE -VBCC_1_2+(EA+EB)/2
A5 = IF IB*SB>0 THEN -VBCC_1_3+E ELSE -VBCC_1_2+(EA+EC)/2
A6 = IF IA*SA>0 THEN VBCC_1_3+E ELSE EA
VA = P1*A1+P2*A2+P3*A3+P4*A4+P5*A5+P6*A6
DIA = (VA-EA-(RS*IA))/LS
```

"CONSTRUÇÃO DA FORMAS DE ONDA DA TENSÃO E CORRENTE NA FASE A, VARIÁVIES VA E DIA.

```
B1 = IF IC*SC>0 THEN -VBCC_1_3+E ELSE -VBCC_1_2+(EA+EB)/2
B2 = IF IB*SB>0 THEN VBCC_1_3+E ELSE EB
B3 = IF IA*SA>0 THEN VBCC_2_3+E ELSE VBCC_1_2+(EB+EC)/2
B4 = IF IC*SC>0 THEN VBCC_1_3+E ELSE VBCC_1_2+(EA+EB)/2
B5 = IF IB*SB>0 THEN -VBCC_1_3+E ELSE EB
B6 = IF IA*SA>0 THEN -VBCC_2_3+E ELSE -VBCC_1_2+(EB+EC)/2
VB = P1*B1+P2*B2+P3*B3+P4*B4+P5*B5+P6*B6
DIB = (VB-EB-(RS*IB))/LS
```

"CONSTRUÇÃO DA FORMAS DE ONDA DA TENSÃO E CORRENTE NA FASE B, VARIÁVIES VB E DIB.

```
C1 = IF IC*SC<0 THEN EC ELSE -VBCC_1_3+E
C2 = IF IB*SB>0 THEN -VBCC_2_3+E ELSE -VBCC_1_2+(EA+EC)/2
C3 = IF IA*SA>0 THEN -VBCC_1_3+E ELSE -VBCC_1_2+(EB+EC)/2
C4 = IF IC*SC>0 THEN VBCC_1_3+E ELSE EC
C5 = IF IB*SB>0 THEN VBCC_2_3+E ELSE VBCC_1_2+(EA+EC)/2
C6 = IF IA*SA>0 THEN VBCC_1_3+E ELSE VBCC_1_2+(EB+EC)/2
VC = P1*C1+P2*C2+P3*C3+P4*C4+P5*C5+P6*C6
DIC = (VC-EC-(RS*IC))/LS
```

"CONSTRUÇÃO DA FORMAS DE ONDA DA TENSÃO E CORRENTE NA FASE C, VARIÁVIES VC E DIC.

```

IN  = IA+IB+IC          "CORRENTE NO NEUTRO
PEL = EA*IA+EB*IB+EC*IC "POTENCIA ELETROMAGNETICA
VAB = VA-VB            "TENSAO DE LINHA
TE  = PEL*4/W          "TORQUE ELETROMAGNETICO

EN  = EA+EB+EC
E   = EN/3
EAB = EA-EB
IADC = IF IA>0 THEN IA ELSE 0
IBDC = IF IB>0 THEN IB ELSE 0
ICDC = IF IC>0 THEN IC ELSE 0
IBCC = IADC + IBDC + ICDC      "CORRENTE NO LINK CC

PBCC = VBCC*IBCC

DI  = IF T<2*PER AND T>PER THEN (IA*IA)/PER ELSE 0
IRMS = IF T>2*PER THEN SQR(I) ELSE 0
DIM  = IF (T<2*PER AND T>PER) THEN IBCC/PER ELSE 0
DVN  = IF T<2*PER AND T>PER THEN (EA*EA)/PER ELSE 0
VRMS = IF T>2*PER THEN SQR(VN) ELSE 0
DTER = IF T<2*PER AND T>PER THEN (TE*TE)/PER ELSE 0
TRMS = IF T>2*PER THEN SQR(TE) ELSE 0
DTEO = IF (T<2*PER AND T>PER) THEN TE/PER ELSE 0
DTR  = IF (T<3*PER AND T>2*PER) THEN (SQR(TE-TEO)/PER) ELSE 0
TRIP = IF T>3*PER THEN 100*SQR(ABS(TR))/TEO ELSE 0
DPELM = IF (T<2*PER AND T>PER) THEN PEL/PER ELSE 0

END

```

## APÊNDICE 3

**LISTAGEM DO MODELO DE CIRCUITO DO MOTOR BDCM – MSF COM  
O PROGRAMA PSPICE**

```

***** Win95 PSpice 7.1 (October 1996) *** ID# 75003 ****

* PSPICEDOC.sch

****      CIRCUIT DESCRIPTION

*****
*****

.PARAM      r=2.4 E5={E*0.0207}
.PARAM      E={15.492E-3*2*3.14159*FREQ} E1={E*1.1033}
              E3={E*0.1367}
.PARAM      FREQ=773.8 PERIODO={1/FREQ} PER=60
.PARAM      ron=3 roff=100meg VBCC=150.4
.PARAM      THREE_A={(A)*3} FOUR_A={(A)*4} PHI=.05
.PARAM      A={(PERIODO)*(PER)/360} TWO_A={(A)*2}
              tmp={PHI*periodo/360}

** Analysis setup **

.tran lus 4ms
.OPTIONS RELTOL=0.001

* From [SCHEMATICS NETLIST] section of msim.ini:
.lib "nom.lib"

**** INCLUDING PSPICEDOC.net ****

* Schematics Netlist *

V_VCC1      VBCC $N_0001 DC {VBCC} AC 0
C_C1        0 VBCC 100U
R_R1        0 $N_0001 0.001
R_Rc        C $N_0002 {r}
R_Rb        B $N_0003 {r}
L_La        $N_0004 $N_0005 313.6u
L_Lc        $N_0002 $N_0006 313.6u
L_Lb        $N_0003 $N_0007 313.6u
S_T3        VBCC B G3 0 Sbreak-X
RS_T3       G3 0 1G
S_T5        VBCC C G5 0 Sbreak-X
RS_T5       G5 0 1G
S_T6        B 0 G6 0 Sbreak-X
RS_T6       G6 0 1G
S_T2        C 0 G2 0 Sbreak-X
RS_T2       G2 0 1G
S_T4        A 0 G4 0 Sbreak-X
RS_T4       G4 0 1G
R_Ra        $N_0004 A {r}
S_T1        VBCC A G1 0 Sbreak-X
RS_T1       G1 0 1G

```

```

V_3Ea      $N_0008 $N_0009
+SIN 0 {E3} {3*FREQ} 0 0 {90}
V_5Ea      $N_0009 $N_0010
+SIN 0 {E5} {5*FREQ} 0 0 {150}
V_Ea       $N_0005 $N_0008
+SIN 0 {E1} {FREQ} 0 0 {30}
V_Eb       $N_0007 $N_0011
+SIN 0 {E1} {FREQ} 0 0 {-90}
V_3Eb      $N_0011 $N_0012
+SIN 0 {E3} {3*FREQ} 0 0 {90}
V_5Eb      $N_0012 $N_0010
+SIN 0 {E5} {5*FREQ} 0 0 {150-60-180}
V_Ec       $N_0006 $N_0013
+SIN 0 {E1} {FREQ} 0 0 {150}
V_3Ec      $N_0013 $N_0014
+SIN 0 {E3} {3*FREQ} 0 0 {90}
V_5Ec      $N_0014 $N_0010
+SIN 0 {E5} {5*FREQ} 0 0 {150-120}
C_CS5      $N_0015 VBCC 1n
C_CS3      $N_0016 VBCC 1n
R_RS5      C $N_0015 100
R_RS3      B $N_0016 100
C_CS2      $N_0017 C 1n
R_RS2      0 $N_0017 100
C_CS6      $N_0018 B 1n
R_RS6      0 $N_0018 100
C_CS1      $N_0019 VBCC 1n
R_RS1      A $N_0019 100
C_CS4      $N_0020 A 1n
R_RS4      0 $N_0020 100
V_V1       G1 0
+PULSE 0 15 {-tmp} 0 0 {TWO_A} {PERIODO}
V_V3       G3 0
+PULSE 0 15 {TWO_A-tmp} 0 0 {TWO_A} {PERIODO}
V_V5       G5 0
+PULSE 0 15 {FOUR_A-tmp} 0 0 {TWO_A} {PERIODO}
V_V4       G4 0
+PULSE 0 15 {THREE_A-tmp} 0 0 {TWO_A} {PERIODO}
V_V6       G6 0
+PULSE 15 0 {A-tmp} 0 0 {FOUR_A} {PERIODO}
V_V2       G2 0
+PULSE 0 15 {A-tmp} 0 0 {TWO_A} {PERIODO}
D_D1       A VBCC Dbreak
D_D3       B VBCC Dbreak
D_D5       C VBCC Dbreak
D_D2       0 C Dbreak
D_D6       0 B Dbreak
D_D4       0 A Dbreak

```

\*\*\*\* RESUMING PSPICEDOC.cir \*\*\*\*

.probe

.END

\*\*\*\* Diode MODEL PARAMETERS

```

Dbreak
IS 10.000000E-15
RS .1
CJO 100.000000E-15

```

\*\*\*\* Voltage Controlled Switch MODEL PARAMETERS

Sbreak-X

RON 3

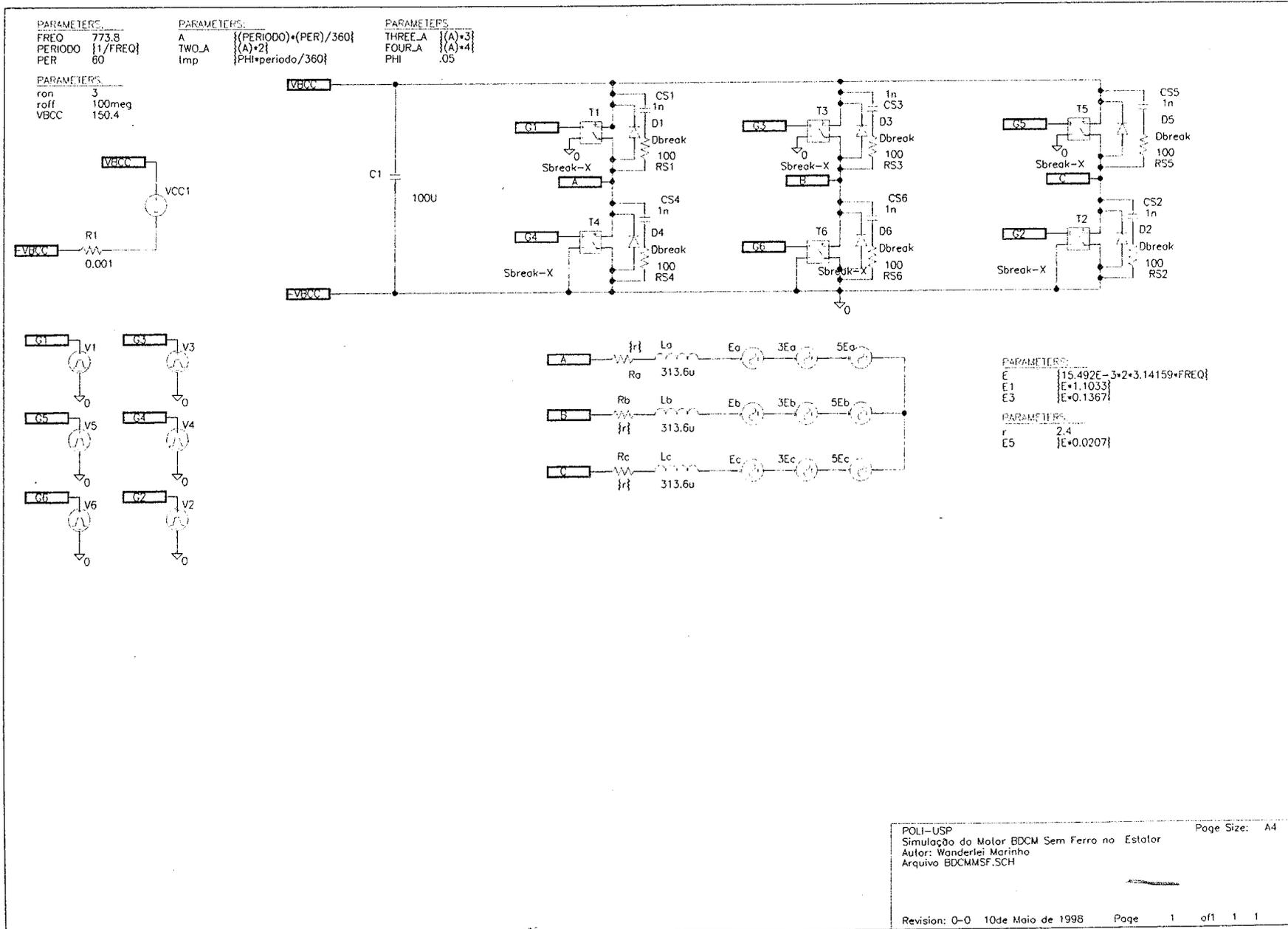
ROFF 100.000000E+06

VON 1

VOFF 0

\*\*\*\* INITIAL TRANSIENT SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

# ESQUEMA ELÉTRICO DE SIMULAÇÃO





M24107