

COMPENSADOR SÍNCRONO DE VELOCIDADE VARIÁVEL

Luciano Moraes de Souza

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovado por:

---

Prof. Antonio Carlos Ferreira, Ph. D.

---

Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D. Eng.

---

Dr. Nelson Martins, Ph. D.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

ABRIL DE 2003

SOUZA, LUCIANO MORAES DE

Compensador Síncrono de Velocidade Variável [Rio de Janeiro] 2003

XI, 98 p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ, M. Sc., Engenharia Elétrica, 2002)

Tese - Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE

1. Máquina de Indução de Rotor Bobinado

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

Aos meus amores Bárbara (filha), Rafaela  
(esposa), Lucy (Mãe), Luiz (Avô) e Nely (Avó).

## AGRADECIMENTOS

Um novo passo será dado; porém, os caminhos da vida que percorri até aqui mostraram-se de difícil compreensão e encadeamento. Então, o que fazer? Ser humilde, amar, confiar e lutar sempre. Agradeço a todos que reconheceram e acreditaram em meu esforço constante na busca deste objetivo, em especial:

Aos meus familiares, pelo amor e compreensão nos momentos de ausência.

Ao Professor e Orientador Antonio Carlos, pela afinidade de um irmão, amizade, compreensão e cumplicidade.

Ao Professor Watanabe, pela percepção e ajuda no momento difícil pelo qual passei.

Aos Professores Pedroso e Aredes, pela alegria em compartilhar seus conhecimentos.

Aos amigos Cavaliere, Paulo e Oscar, colaboradores do Laboratório de Eletrônica de Potência.

Aos amigos da turma de 1999, sem distinção, e demais professores e funcionários do Programa de Engenharia Elétrica.

Meu muito obrigado.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

## COMPENSADOR SÍNCRONO DE VELOCIDADE VARIÁVEL

Luciano Moraes de Souza

Abril/2003

Orientador: Antonio Carlos Ferreira

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho estuda a aplicação da máquina de indução de rotor bobinado (MIRB) como compensador síncrono de velocidade variável. A possibilidade de se desacoplar o controle da velocidade do eixo da frequência da rede foi explorada. O modelo matemático derivado foi utilizado para explorar sua operação em regime permanente e particularizado para aplicação do controle orientado por campo. As simulações e os resultados obtidos em laboratório procuram investigar o desempenho da MIRB como compensador de reativos no controle de tensão em um sistema, fornecendo e/ou absorvendo potência reativa, e na injeção de potência ativa na rede, através da energia cinética armazenada nas partes girantes.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

## COMPENSADOR SÍNCRONO DE VELOCIDADE VARIÁVEL

Luciano Moraes de Souza

April/2003

Advisor: Antonio Carlos Ferreira

Department : Electrical Engineering

This work presents a detailed analysis of a doubly fed induction machine (DFIM) to be used as a variable speed synchronous condenser. When operating in the doubly fed mode, with the rotor being fed by a power converter, the DFIM behaves as a synchronous machine, with the advantage of variable speed operation. The mathematical model of the symmetrical DFIM developed is used to analyze the effect of the steady state and applied to field orientated control. The simulation and experimental results obtained show that this system can be used for voltage control in a power system and the kinetic energy stored in the rotating parts can be used to supply active power to the grid.

# Índice

<b>Capítulo 1 – Introdução.....</b>	<b>1</b>
1.1 Qualidade de Energia.....	2
1.2 Fontes de Problemas de Qualidade de Energia.....	5
1.2.1 Dispositivos de Eletrônica de Potência.....	7
1.2.2 Equipamentos com Dispositivos Chaveados.....	7
1.2.3 Geradores de Arco Elétrico.....	7
1.2.4 Chaveamento.....	8
1.2.5 Partida de Grandes Motores de Indução.....	8
1.3 Motivação.....	9
1.4 Máquina de Indução de Rotor Bobinado (MIRB).....	10
1.5 Objetivo.....	12
1.6 Sumário.....	13
<b>Capítulo 2 – Modelos Matemáticos.....</b>	<b>15</b>
2.1 Modelo Matemático para Máquina de Indução de Rotor Bobinado.....	16
2.1.1 Estator.....	17
2.1.2 Rotor.....	17
2.2 A Transformação dq0.....	19
2.2.1 Expressões para as Correntes nas Componentes dq0.....	20
2.2.2 Enlaces de Fluxo em Função das Correntes $i_d$ e $i_q$ .....	21
2.2.3 Equações de Tensão nas Componentes dq0.....	23
2.3 Modelo Matemático para a MIRB - Resumo.....	25
2.4 Operação em Regime Permanente.....	27
2.5 Controle do Fator de Potência do Enrolamento do Estator.....	29
2.6 Modelo Matemático para Aplicação no Controle Orientado pelo Campo.....	35

2.7 Desacoplamento das Componentes de Potência Ativa e Reativa do Estator	39
2.8 Conclusão.....	40
<b>Capítulo 3 – Simulações Digitais.....</b>	<b>41</b>
3.1 Curva “V” do Compensador.....	42
3.2 Princípio de Operação.....	44
3.2.1 Estratégia de Controle para o Sistema Simulado.....	48
3.2.2 Queda de 10% na Tensão do Sistema.....	49
3.2.3 Operação com Velocidade Variável.....	53
3.2.4 Injeção de Potência por Alguns Segundos.....	54
3.3 Estratégia de Controle Vetorial.....	56
3.3.1 Compensação de Reativos.....	59
3.3.2 Injeção de Potência Ativa.....	66
3.4 Comparação da Energia Armazenada em Capacitores e Máquinas.....	71
3.5 Conclusão.....	72
<b>Capítulo 4 – Resultados Experimentais .....</b>	<b>73</b>
4.1 Testes Realizados.....	78
4.2 Controle da Potência Reativa no Estator.....	79
4.2.1 Corrente em Fase.....	80
4.2.2 Corrente Atrasada – Compensação Indutiva.....	81
4.2.3 Corrente Adiantada – Compensação Capacitiva.....	82
4.3 Aplicação no Controle de Tensão de um Sistema.....	83
4.4 Operação como Gerador do Tipo <i>Flywheel</i> .....	88
4.5 Conclusão.....	91

<b>Capítulo 5 – Conclusões e Trabalhos Futuros.....</b>	<b>92</b>
5.1 Conclusões.....	93
5.2 Trabalhos Futuros.....	94
<b>Referências Bibliográficas.....</b>	<b>96</b>
<b>Apêndice A1 - Práticas para Amenizar Problemas de Qualidade de Energia....</b>	<b>A-1</b>
<b>Apêndice A2 - Formas de armazenamento de energia.....</b>	<b>A-4</b>
<b>Apêndice B1 - Modelo Matemático para MIRB.....</b>	<b>B-1</b>
<b>Apêndice B2 - Modelo Matemático para MIRB.....</b>	<b>B-2</b>
<b>Apêndice B3 - Modelo Matemático para MIRB.....</b>	<b>B-3</b>
<b>Apêndice B4 - Modelo Matemático para MIRB.....</b>	<b>B-6</b>
<b>Apêndice B5 - Modelo Matemático para MIRB.....</b>	<b>B-7</b>
<b>Apêndice C - Curvas “V” .....</b>	<b>C-1</b>
<b>Apêndice D - Método para Medição de Tensão em Sistemas Trifásicos para Utilização no Controle.....</b>	<b>D-1</b>
<b>Apêndice E - Método para Medição de Corrente Reativa em Sistemas Trifásicos para Utilização no Controle.....</b>	<b>E-1</b>
<b>Apêndice F - Propriedades Trigonômétricas.....</b>	<b>F-1</b>

# *Lista dos Principais Símbolos*

$C$	capacitância do capacitor
$\frac{d}{dt}$	derivada no tempo
$H_c$	constante de tempo do capacitor
$H_m$	constante de inércia da máquina
$i, I$	corrente
$J$	momento de inércia
$L$	Indutância
$L_a$	Indutância própria das fases do estator
$L_{al}$	indutância dispersão das fases do estator
$p, P$	potência ativa
$q_c$	carga do capacitor
$q, Q$	potência reativa
$r$	resistência
$s$	escorregamento
$S$	potência aparente
$t$	tempo
$T_s$	constante de tempo elétrica do estator
$v, V$	tensão
$V_c$	tensão nos terminais do capacitor
$X$	reatância
$Z$	impedância
$W_c$	energia armazenada no capacitor
$W_m$	energia armazenada na máquina
$\delta$	ângulo de atraso da tensão interna com relação à tensão terminal
$\theta$	posição do eixo magnético da fase A do rotor em relação ao eixo magnético da fase a do estator
$\theta_0$	posição inicial do rotor
$\lambda$	enlace de fluxo
$\pi$	3,1416...
$\sigma$	fator de dispersão
$\phi$	ângulo de fator de potência terminal da máquina
$\varphi$	ângulo da impedância

$\omega$	freqüência de alimentação do rotor
$\omega_r$	velocidade angular do rotor
$\omega_s$	freqüência de alimentação do estator

### Subscrito e sobrescrito

$a, b, c$	relativo as fases do estator
$A, B, C$	relativo as fases do rotor
$d, q, 0$	relativo as componentes da transformação de Park
$m$	magnetização
$r$	relativo ao rotor
$R$	relativo ao equivalente Thevenin do rotor visto pelo estator
$s$	relativo ao estator
$\alpha, \beta, 0$	relativo as componentes da teoria de potência ativa e reativa instantânea
$\wedge$	denota fasor
$\rightarrow$	denota vetor

### Abreviaturas

AHF	“Active Harmonic Filters”
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
DVR	“Dynamic Voltage Restore”
FACTS	“Flexible AC Transmission System”
GTO	“Gate Turn-off Thyristor”
IGBT	“Insulated Gate Bipolar Transistor”
MCT	“MOS Controlled Thyristor”
MIRB	Máquina de Indução de Rotor Bobinado
PWM	“Pulse Width Modulation”
STATCOM	“Static Synchronous Compensator”
SVC	“Static VAR Compensator”
UPQC	“Unified Power Quality Conditioner”
UPS	“Uninterruptible Power Supply”
VSI	“Voltage Source Inverter”

# *Capítulo 1*

## *Introdução*

No passado, os relatos de ocorrências ou perturbações que afetavam o fornecimento de eletricidade eram considerados aceitáveis pelas companhias de eletricidade e seus consumidores. Na grande maioria dos casos, os equipamentos utilizados eram muito simples e robustos, portanto menos sensíveis às variações ocorridas no sistema elétrico. Nas últimas décadas, a qualidade da energia tornou-se assunto de grande importância para todos os níveis de consumidores. Usuários do serviço de eletricidade, tais como: indústrias, comércios e residências possuem cargas não lineares e/ou sensíveis a perturbações ocorridas no fornecimento de energia elétrica, ou seja, estes equipamentos dependem de um alto nível de qualidade de energia livre de interrupções, o que elevou a consciência para esse tema.

Hoje, as ocorrências que afetam a qualidade da energia são consideradas um problema para esses equipamentos, e o termo qualidade de energia está introduzido no

vocabulário desses consumidores.

Por outro lado, a reestruturação do setor elétrico, com a abertura do mercado de energia e a transição para um ambiente competitivo entre as concessionárias, geram um novo cenário, onde a tendência é a máxima utilização dos sistemas (operação em seu limite), e a garantia de um grau de qualidade está relacionada diretamente ao custo da energia. Outro fato a ressaltar é a necessidade de se introduzir um mecanismo que permita a verificação dos níveis de qualidade de acordo com a normalização vigente, ou seja, equipamentos capazes de identificar e quantificar os fenômenos que perturbam o sistema elétrico.

No Brasil, a Agencia Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) [1] sugere que sejam tomadas algumas ações para minimizar os problemas relacionados à qualidade de energia, dentre as quais, pode-se citar:

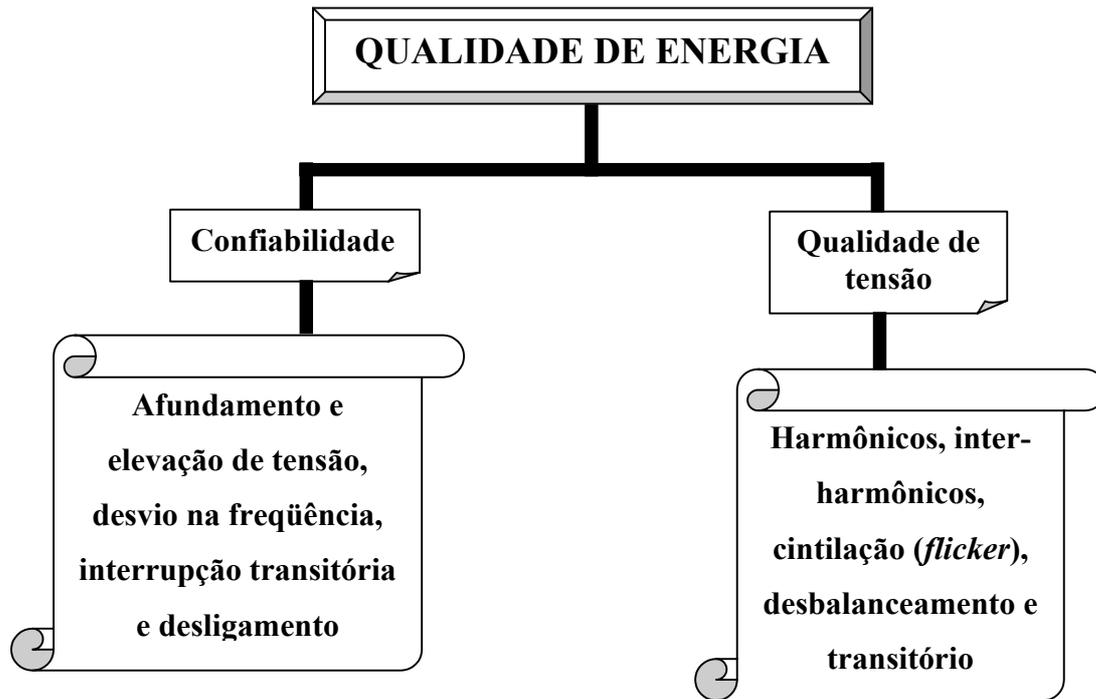
*(a) aplicação de eletrônica de potência no desenvolvimento de dispositivos para melhorar as características dos sistemas e a qualidade do fornecimento de energia elétrica; estudo de novas configurações de equipamentos e métodos de controle para melhoria da qualidade de energia; modelagem de equipamentos e desenvolvimento de protótipos;*

Neste capítulo serão mostrados os principais distúrbios que afetam o fornecimento de energia elétrica e uma diversidade de soluções que estão disponíveis para consumidores ou operação do sistema de distribuição.

## 1.1 Qualidade de energia

A qualidade de tensão e a confiabilidade no fornecimento de energia são dois aspectos a serem considerados no fornecimento de energia. Esses dois indicadores são usados para caracterizar a qualidade de energia, que depende tanto da concessionária (geração, transmissão e distribuição), quanto do consumidor.

Existem diferentes fenômenos ou distúrbios que afetam a qualidade de tensão, tais como: harmônicos, inter-harmônicos, flutuação de tensão (causa cintilação luminosa denominada, em inglês, *flicker*), desbalanceamento e transitório. Um outro aspecto, a confiabilidade, está relacionada com distúrbios de longa duração, tais como: afundamento e elevação de tensão, desvio na frequência, interrupção transitória e desligamento. A estrutura de classificação dos distúrbios é mostrada na **Figura 1.1**.



**Figura 1.1** – Classificação dos distúrbios [2].

Este trabalho tem como foco a utilização combinada de uma máquina de indução de rotor bobinado, alimentada por um conversor eletrônico no rotor e conectada à rede através do estator, operando como compensador de potência reativa, com um sistema de armazenamento de energia no volante, denominado, em inglês, *flywheel*, para injeção/absorção de potência ativa por curtos intervalos de tempo (ordem de ciclos). Tal combinação em um único dispositivo, não totalmente explorada neste trabalho, procura integrar confiabilidade e qualidade de tensão [3, 4, 5].

A seguir, serão introduzidas as definições que caracterizam as ocorrências de distúrbios no fornecimento de energia elétrica e como quantificá-las através de medições de qualidade de energia [6, 7].

**Afundamento de tensão (“dip” ou “sag”)** – é a redução relativa ao valor nominal da tensão eficaz, observada através de medições, entre a faixa de 0,1 a 0,9 pu. A duração dessa redução está compreendida entre 1/2 ciclo e períodos não superiores a 1 minuto. Este afundamento é frequentemente causado por faltas (curtos-circuitos) no sistema, aumento (degrau) de demanda e eventos transitórios semelhantes à partida de um motor com potência próxima à potência de curto.

**Elevação de tensão (“swell”)** – é o aumento relativo ao valor nominal da tensão

eficaz, observado através de medições, entre a faixa de 1,1 a 1,8 pu. A duração desse aumento é compreendida entre 1/2 ciclo e períodos não superiores a 1 minuto. Essa elevação de tensão é também causada por faltas no sistema e chaveamento de cargas ou capacitores.

**Transitório de tensão** – é uma variação instantânea indesejável no perfil da forma de onda da tensão. Existem dois tipos de transitório que são classificados como impulsivo e oscilatório.

**Harmônicos** – são distorções na forma de onda da tensão ou da corrente, que são causadas por cargas não lineares. Os harmônicos são medidos por inteiros múltiplos da frequência fundamental do sistema elétrico. Para melhor analisarmos a influência desse distúrbio, recorre-se à série de Fourier, que caracteriza individualmente as componentes da forma de onda distorcida. Cada componente harmônico pode ser descrito em termos de ordem, magnitude e fase.

**Inter-harmônicos** – são distorções na forma de onda da tensão ou da corrente, cujos componentes harmônicos são de frequência que não são múltiplos inteiros da frequência da rede.

**Cintilação (“Fliker”)** – é o termo usado para descrever a perturbação visual perceptível na iluminação incandescente (lâmpadas com filamento de tungstênio), que é causada por pequenas variações na amplitude da tensão. Os olhos humanos são capazes de perceber distúrbios na iluminação na faixa de frequência compreendida entre 1 a 30 Hz.

**Desbalanceamento** – é definido como o desvio em magnitude e/ou ângulo entre uma ou mais fases de um sistema elétrico trifásico, tendo-se como base os valores nominais de tensão e a defasagem de  $120^\circ$  que caracteriza esse sistema.

**Desvio na frequência** – é caracterizado como uma variação na frequência nominal do sistema elétrico, acima ou abaixo de valores predeterminados, que normalmente são de  $\pm 1\%$  da frequência nominal.

**Interrupção transitória** – é a redução relativa do valor nominal da tensão ou corrente eficaz, observada através de medições, para valores inferiores a 0,1 pu. O período de máxima duração dessa redução é 1 minuto. Interrupções transitórias podem ser causadas por faltas ou falhas nos equipamentos do sistema.

**Desligamento** – é definido como uma interrupção de duração superior a 1 minuto. As concessionárias apresentam estatísticas que refletem esse distúrbio, como segue:

*DEC – Duração equivalente de interrupção / unidade consumidora.*

*FEC – Frequência equivalente de interrupção / unidade consumidora.*

*DIC – Duração de interrupção individual / unidade consumidora.*

*FIC – Frequência de interrupção individual / unidade consumidora.*

A potência reativa tem considerável influência no sistema elétrico; a prova disso está, por exemplo, no tamanho dos equipamentos que são dimensionados, prevendo a passagem de corrente reativa. E ainda, esta corrente provoca um aumento na magnitude das perdas, resultando em afundamentos de tensão. Então, poderíamos considerar a potência reativa como um parâmetro de qualidade!

Na literatura, a potência reativa não é definida como um parâmetro independente de qualidade de energia, visto que os efeitos causados pela variação desta grandeza são percebidos na tensão, que foi escolhida como parâmetro de qualidade.

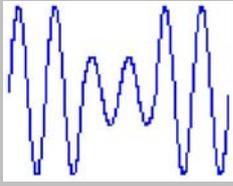
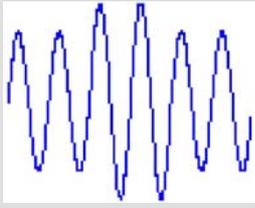
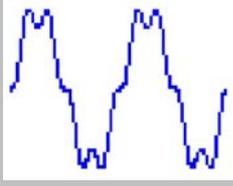
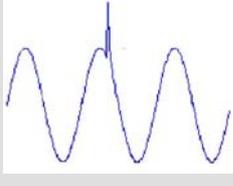
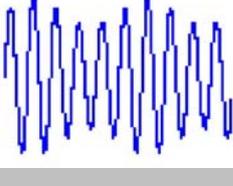
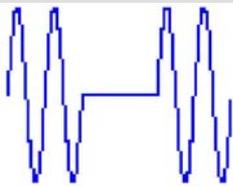
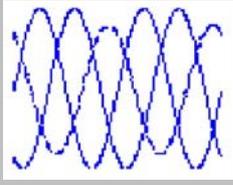
## 1.2 Fontes de problemas de qualidade de energia

Alguns equipamentos e processos industriais possuem características não lineares em seu funcionamento. Tal comportamento afeta a qualidade do fornecimento de energia elétrica. Hoje, vários dispositivos são reconhecidos como fontes de problema de qualidade, pois provocam fenômenos inerentes à sua concepção que são identificados através de processos de medição. Serão apresentados, na próxima seção, alguns dispositivos típicos.

Na **Tabela 1.1** é apresentado um resumo das principais perturbações que afetam as redes do sistema elétrico, com uma visualização da forma na presença do distúrbio, as origens e conseqüências.

No Apêndice A1, são apresentadas algumas práticas utilizadas no intuito de amenizar os problemas de qualidade de energia. Estas medidas vão desde rotineiras práticas de aterramento, até a aplicação de técnicas avançadas, utilizando-se dispositivos de eletrônica de potência. Cada medida busca uma solução adequada para determinado(s) tipo(s) de distúrbio(s).

**Tabela 1.1 – Distúrbios, origens e conseqüências [2].**

Distúrbio		Origem	Conseqüências
Afundamento de tensão (“dip” ou “sag”)		Faltas, aumento de demanda e partidas de grandes motores	Falha de operação e desligamento de cargas sensíveis
Elevação de tensão (“swell”)		Falta para terra, desligamento de grandes cargas e descargas atmosféricas	Envelhecimento precoce de isolamentos, dano e/ou desligamento de cargas sensíveis
Harmônicos		Cargas não lineares, ressonância, saturação em transformadores	Elevação de temperatura e falhas em equipamentos eletrônicos
Transitório		Descargas atmosféricas e chaveamentos	Falhas de isolamentos, redução da vida útil de transformadores, motores, etc.
Cintilação (“Fliker”)		Fornos a arco, soldas, turbinas eólicas e partidas de grandes motores	“Fliker”
Interrupção transitória		Faltas e falhas na proteção ou controle do sistema	Desligamentos
Desbalanceamento		Conexões “fracas” à rede elétrica e cargas monofásicas	Sobrecargas em equipamentos monofásicos e trifásicos

### **1.2.1 Dispositivos de eletrônica de potência**

Dispositivos de eletrônica de potência são, em geral, cargas não lineares que produzem distorções harmônicas, e que são susceptíveis a afundamentos de tensão quando não projetados ou controlados adequadamente.

Atualmente, os processos industriais utilizam-se de dispositivos eletrônicos para acionamento de motores com velocidade variável que são sensíveis a problemas de qualidade de energia. A perda do sincronismo mecânico pode acarretar em prejuízos no processo produtivo, sendo necessário especificar equipamentos que possuam razoável nível de susceptibilidade a distúrbios de afundamento de tensão.

### **1.2.2 Equipamentos com dispositivos chaveados**

Nos últimos anos, as cargas que possuem dispositivos chaveados tem sido causadoras de significativo incremento dos níveis de 3º, 5º e 7º harmônicos presentes na tensão. Um grande problema verificado é a presença de 3º harmônico, tipo  $3x$  ( $x = 1, 2, \dots$ ), em condutor neutro, que, teoricamente, podem alcançar valores de  $\sqrt{3}$  vezes a magnitude da corrente na fase. As componentes, dessa ordem, encontram-se em fase num sistema trifásico somando-se no condutor neutro.

### **1.2.3 Geradores de arco elétrico**

Fornos a arco, máquinas de solda e lâmpadas fluorescentes são exemplos de dispositivos que produzem arcos elétricos. Esses dispositivos são cargas altamente não-lineares e a forma de onda da corrente é caracterizada por um incremento devido ao arco, que é limitado somente pela impedância do sistema.

Milhares de ampères são correntes típicas requeridas em grandes instalações de fornos a arco, enquanto as máquinas de solda absorvem correntes de centenas de ampères. As lâmpadas fluorescentes solicitam apenas frações de ampères. Contudo, esse dispositivo tem um impacto significativo quando se considera a carga de iluminação requerida por grande parte dos consumidores domésticos, comerciais e industriais.

O processo intermitente de produção do arco, em fornos, pode provocar o fenômeno de cintilação. Os efeitos causados são difíceis de atenuar, sendo que nem sempre o balanceamento de fases pode ser feito quando existem fornos operando em

modos diferentes.

Todos os dispositivos a arco são fontes de distorção harmônica. Em particular, as lâmpadas fluorescentes adicionam um nível de distorção harmônica na rede que é caracterizado pela presença de harmônicos de 3º ordem e múltiplos deste.

É importante o balanceamento dessas cargas, sendo um bom caminho para minimizar os distúrbios causados; porém, torna-se ineficaz para conexões de transformadores em estrela onde o cancelamento não ocorrerá.

#### **1.2.4 Chaveamento**

Um problema bastante comum é o efeito do chaveamento de grandes blocos de carga sobre uma rede local, causando distúrbios na tensão da rede. Estes distúrbios são tipicamente encontrados na forma denominada de transitório e que pode propagar-se através de outros equipamentos. Geralmente, esses transitórios apresentam grande magnitude de tensão, porém são fenômenos de curta duração (medidos em milisegundos) e de pouca energia.

Dispositivos eletrônicos são mais susceptíveis a impulsos de tensão gerados por transitórios e podem ter sua operação prejudicada.

#### **1.2.5 Partida de grandes motores de indução**

Motores de indução apresentam dinâmicas próprias que, associadas ao seu modo de operação, podem causar perturbações na rede elétrica, ou seja, a corrente fornecida ao motor é função dessa dinâmica. No modo de partida, por exemplo, as correntes que circulam em seu enrolamento podem alcançar valores de 6 vezes a corrente nominal. Esse carregamento adicional, ao qual é submetida a rede local, pode causar distúrbios de afundamento de tensão com magnitude definida pela impedância do sistema elétrico.

Um motor de indução pode levar alguns segundos para alcançar sua velocidade nominal; entretanto, medidas são tomadas em função do tipo de motor e seu acionamento para reduzir a corrente de partida. Atualmente, equipamentos mais modernos com alto grau de sofisticação possuem conversores eletrônicos de potência que são capazes de controlar as correntes de partida de motores de indução em níveis aceitáveis.

Alguns tipos de motores utilizam-se de capacitores em série no seu circuito ou

resistores para reduzir a corrente de partida, que são desconectados quando a velocidade nominal é alcançada. Outro tipo de dispositivo é o autotransformador, que permite uma variação na tensão do seu secundário. O controle dessa tensão permite limitar a corrente de partida do motor.

### 1.3 Motivação

Dentre os fenômenos associados à qualidade de energia, aqueles relacionados com colapsos e afundamentos momentâneos de tensão estão entre os que têm recebido mais atenção. De uma maneira geral, os sistemas utilizados para minimizar os efeitos de quedas momentânea de tensão estão baseados em dispositivos com armazenamento de energia.

A cada forma de armazenamento de energia está associado um regime de carga e descarga que depende das características da rede local e forma da curva de demanda da carga. No Apêndice A2, são apresentados vários exemplos de formas de armazenamento de energia.

Quando um sistema de armazenamento de energia é acoplado a um sistema de potência, como mostrado na *Figura 1.2*, o balanço de potência definido pelo regime de trabalho de carga e descarga é dado por:

$$P_s - P_c \pm \tilde{p} = 0$$

$$Q_s + Q_c \pm \tilde{q} = 0$$

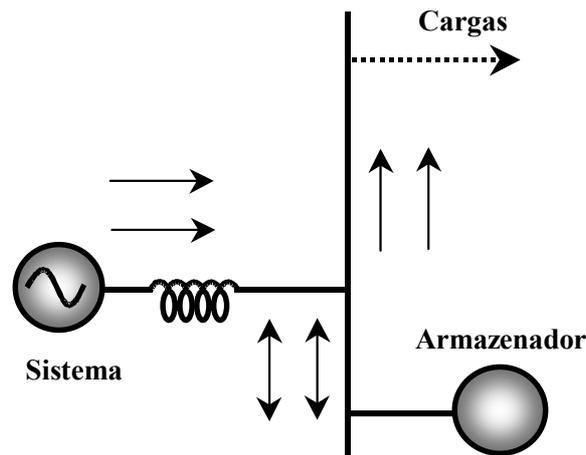
Onde,

$P_s$  e  $Q_s$  = Potência ativa e reativa fornecida pelo sistema de potência;

$P_c$  e  $Q_c$  = Potência ativa e reativa demandada pela carga;

$\tilde{p}$  e  $\tilde{q}$  = Potência ativa e reativa gerada/consumida pelo sistema armazenador.

Note-se que a potência gerada ou descarregada é positiva e que a potência consumida ou carregada é negativa.



*Figura 1.2 – Fluxo de potência.*

É conveniente que a energia armazenada esteja de acordo com o requerido durante o período de descarga, podendo-se considerar o período de descarga por horas, minutos, segundos ou milisegundos.

Unidades de armazenamento com períodos de descarga de milisegundos a alguns minutos são úteis para melhorar a estabilidade, regulação de frequência e estabilização de tensão de um sistema elétrico [8, 9, 10].

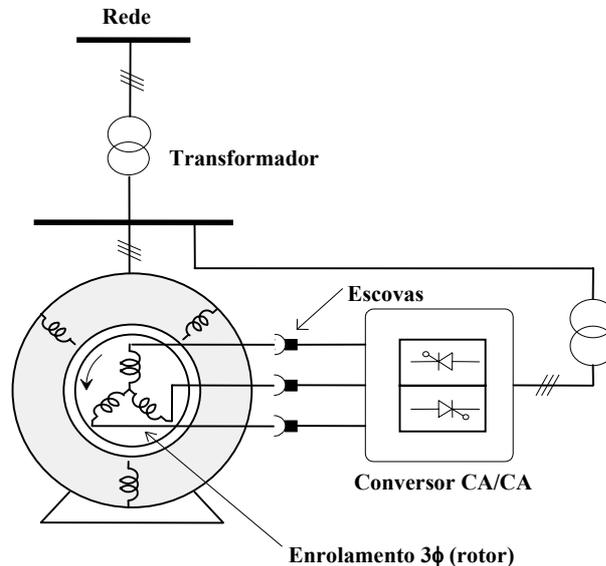
Dentre os sistemas com armazenadores de energia pode-se citar aqueles com armazenamento na forma de energia cinética nas partes girantes de máquinas elétricas. Sistemas desse tipo têm sido propostos, e implementados, para o controle de tensão e frequência. Dentro deste conjunto de possíveis soluções, uma possibilidade interessante de compensador de afundamento de tensão está no uso da Máquina de Indução de Rotor Bobinado (MIRB).

#### **1.4 Máquina de indução de rotor bobinado (MIRB)**

A operação de um compensador síncrono baseia-se na sua capacidade de compensar potência reativa. No entanto, se estas máquinas pudessem também compensar potência ativa por pequenos intervalos de tempo o seu desempenho seria muito melhor. Porém, dado ao seu princípio de operação a potência ativa disponível durante transitórios é relativamente pequena. Por outro lado, a MIRB pode operar exatamente como um compensador síncrono e, por ser possível variar a tensão e frequência de alimentação do rotor, ela pode não só compensar potência reativa, mas também compensar potência ativa durante transitórios (tempos da ordem de alguns

segundos) [11, 12].

A operação acima exposta pode ser obtida com o uso de um conversor eletrônico de potência no rotor de uma MIRB no qual o estator é conectado diretamente à rede, como mostrado na **Figura 1.3**.

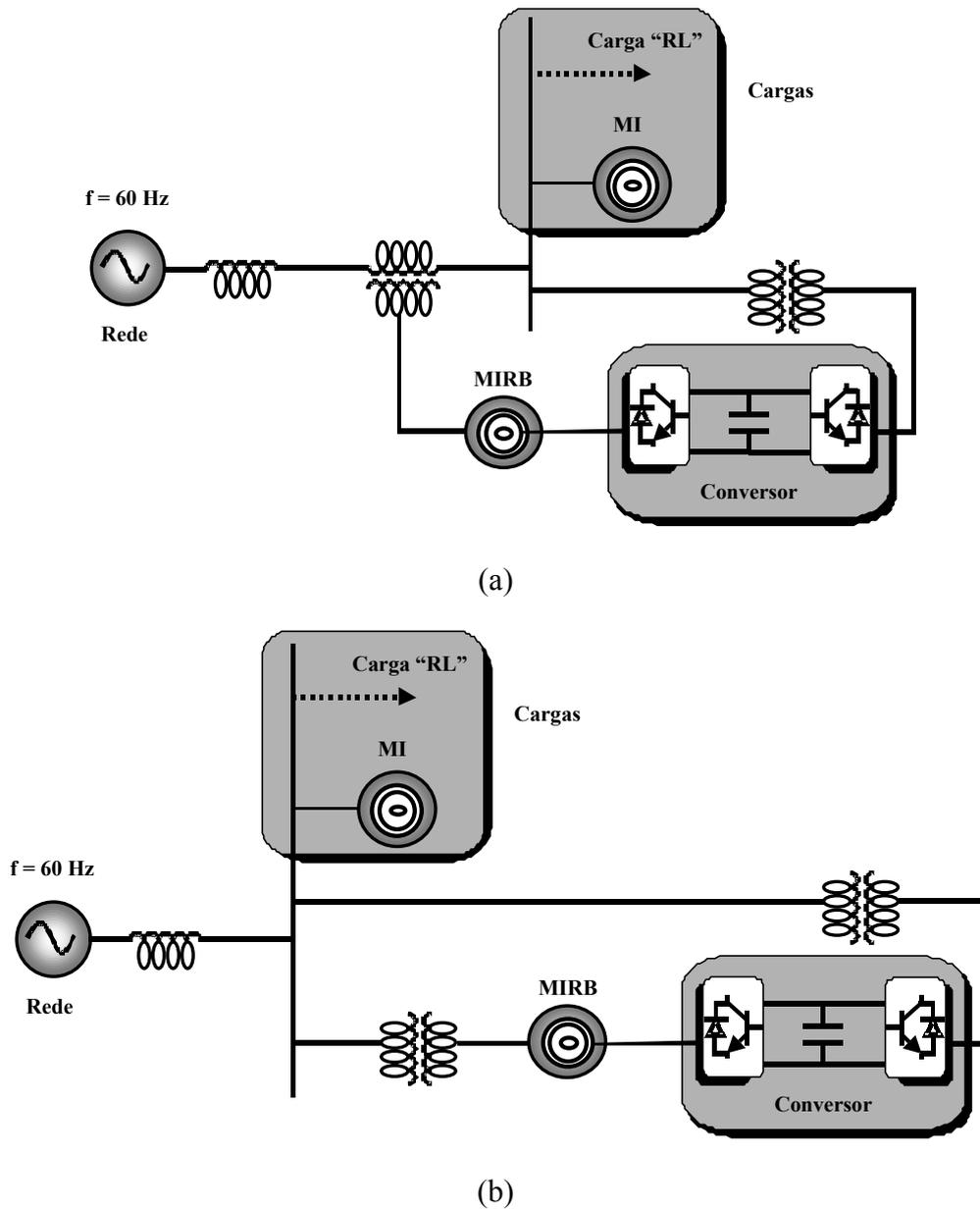


**Figura 1.3** – Componentes do sistema: MIRB, conversor e transformadores.

Na MIRB com controle conforme mostrado na **Figura 1.3**, o conversor permite desacoplar a velocidade mecânica do eixo da frequência da rede, possibilitando a utilização e o controle de armazenadores de energia nas partes girantes da máquina (*flywheel*) [13,14].

Existem dois possíveis caminhos para conexão ao sistema de potência: série ou derivação, como apresentado na **Figura 1.4**.

É usual conectar compensadores série para cancelar distúrbios na tensão entregue a uma carga. A tensão gerada pelo compensador de forma atrasada ou adiantada é injetada em uma linha entre o sistema e a carga. De forma dual, é usual conectar compensadores em derivação para cancelarmos distúrbios na corrente de uma rede local. Neste trabalho, iremos explorar apenas a conexão em derivação para compensação de distúrbios em um ponto de acoplamento com a rede. A injeção de tensão ou corrente, em geral, pode ser usada para compensação de diferentes distúrbios [15, 16].



*Figura 1.4 – Configuração para conexão em série (a) e paralelo (b).*

## 1.5 Objetivo

O objetivo deste trabalho é apresentar a aplicação da máquina de indução de rotor bobinado (MIRB) como Compensador Síncrono de Velocidade Variável. A possibilidade de se desacoplar o controle da velocidade do eixo da frequência da rede será explorada. O desempenho dinâmico será investigado mediante simulações de sua operação frente a distúrbios. As simulações foram efetuadas utilizando o programa SABER<sup>TM</sup>. A adequação deste sistema à operação como compensador síncrono de velocidade variável e como um gerador do tipo flywheel será verificada através de

ensaios realizado no Laboratório de Eletrônica de Potência.

## 1.6 Sumário

Como vimos, os novos equipamentos alimentados pelo sistema elétrico estão mais susceptíveis a perturbações, fazendo com que a qualidade de energia nos dias atuais seja um tema de grande importância que mobiliza consumidores, concessionárias e órgãos regulamentadores. No capítulo 1, descrevemos ainda os principais tipos de distúrbios e os dispositivos capazes de amenizar os efeitos desses fenômenos. Alguns sistemas armazenadores de energia são mostrados, com foco para a forma mecânica cinética armazenada nas partes girantes de uma máquina. Além disto, a máquina de indução de rotor bobinado, apresentada como um compensador de reativos, junto ao armazenamento de energia no eixo dessa máquina, motivaram a realização deste trabalho.

No capítulo 2, é mostrada a modelagem da MIRB, tanto em operação e regime transitório quanto em regime permanente. Com essa modelagem é possível observar o comportamento da máquina operando como um compensador de reativos. Neste capítulo é também apresentada a técnica de controle vetorial, onde as componentes de potência ativa e reativa encontram-se desassociadas.

No capítulo 3, são realizadas simulações, no programa SABER, com o modelo da MIRB presente na biblioteca, onde se pode observar a adequação em regime permanente ao modelo desenvolvido no capítulo 2. Um sistema elétrico simplificado é modelado, onde o controle de tensão na barra de carga é realizado por um compensador síncrono de velocidade variável. Neste mesmo sistema é mostrado o compensador regenerando energia para compensar um afundamento de tensão de 50%. A técnica de controle vetorial é implementada no programa, enfatizando o controle independente das componentes “d” e “q”. A forma mecânica cinética armazenada nas partes girantes de uma máquina é comparada com a energia eletrostática obtida no campo elétrico de um capacitor.

No capítulo 4, são apresentados os resultados do ensaio realizado no Laboratório de Eletrônica de Potência do Programa de Pós-graduação de Engenharia. O sistema é composto, basicamente, de uma MIRB com potência nominal de 3,5 c.v. e um conversor eletrônico comercial, ou seja, um sistema adaptado apenas para mostrar as

características dessa máquina operando como compensador.

Finalmente, no capítulo 5, são descritas as observações e conclusões sobre este trabalho, com a visão do autor sobre as perspectivas de desenvolvimento futuro para este tema.

## *Capítulo 2*

### *Modelos Matemáticos*

Este capítulo visa a derivação um modelo matemático para uma máquina de indução de rotor bobinado (MIRB), cujo o estator está conectado à rede e o rotor é alimentado por um conversor eletrônico capaz de manter tensão e frequência constante no rotor. Este modelo será utilizado para estudos da operação em regime permanente deste sistema.

O modelo desenvolvido será particularizado para aplicação do controle orientado pelo campo. As expressões de potência ativa e reativa do estator serão apresentadas em função de correntes nas coordenadas "d" e "q" do rotor, que mostram-se desacopladas, tornando o controle das componentes ativa e reativa do estator independentes.

Toda modelagem apresentada neste capítulo servirá de ferramenta para implementação da filosofia de controle que será mostrada através de simulações no capítulo 3.

## 2.1 Modelo Matemático para Máquina de Indução de Rotor Bobinado

O desenvolvimento do modelo matemático para a MIRB é aquele tradicionalmente utilizado na análise de máquinas que consiste em referir as diversas grandezas do estator e do rotor a um sistema de eixos “dq” ortogonais entre si. Este procedimento de análise de máquinas elétricas tem como principal característica eliminar a dependência dos valores das indutâncias com a posição do rotor.

No estator, serão considerados os enrolamentos das três fases ( $a$ ,  $b$  e  $c$ ), e no rotor ( $A$ ,  $B$  e  $C$ ). Além disto, adotar-se-á a seguinte convenção:

→ Estator : convenção de carga

→ Rotor : convenção de carga

Hipóteses simplificadoras:

- ✓ Enrolamentos balanceados;
- ✓ Apenas será considerada a componente fundamental da FMM produzida pelos enrolamentos de estator e rotor;
- ✓ O efeito das ranhuras é desprezada (indutância própria do estator e do rotor não variam com a posição deste);
- ✓ Desconsideram-se a histerese e a saturação do núcleo magnético.

As considerações apresentadas acima permitem descrever o comportamento da máquina através de um sistema de equações que relaciona as tensões aplicadas nos diversos enrolamentos com a queda de tensão em resistências e variações de enlace de fluxo.

### 2.1.1 Estator

Para o estator pode-se escrever as seguintes equações:

$$\text{Equações de tensão} \left\{ \begin{array}{l} v_a = r_a i_a + \frac{d}{dt} \lambda_a \quad (1) \\ v_b = r_b i_b + \frac{d}{dt} \lambda_b \quad (2) \\ v_c = r_c i_c + \frac{d}{dt} \lambda_c \quad (3) \end{array} \right.$$

$$\text{Enlaces de fluxo} \left\{ \begin{array}{l} \lambda_a = \mathcal{L}_{aa} i_a + \mathcal{L}_{ab} i_b + \mathcal{L}_{ac} i_c + \mathcal{L}_{aA} i_A + \mathcal{L}_{aB} i_B + \mathcal{L}_{aC} i_C \quad (4) \\ \lambda_b = \mathcal{L}_{ba} i_a + \mathcal{L}_{bb} i_b + \mathcal{L}_{bc} i_c + \mathcal{L}_{bA} i_A + \mathcal{L}_{bB} i_B + \mathcal{L}_{bC} i_C \quad (5) \\ \lambda_c = \mathcal{L}_{ca} i_a + \mathcal{L}_{cb} i_b + \mathcal{L}_{cc} i_c + \mathcal{L}_{cA} i_A + \mathcal{L}_{cB} i_B + \mathcal{L}_{cC} i_C \quad (6) \end{array} \right.$$

### 2.1.2 Rotor

Para o rotor valem as expressões:

$$\text{Equações de tensão} \left\{ \begin{array}{l} v_A = r_A i_A + \frac{d}{dt} \lambda_A \quad (7) \\ v_B = r_B i_B + \frac{d}{dt} \lambda_B \quad (8) \\ v_C = r_C i_C + \frac{d}{dt} \lambda_C \quad (9) \end{array} \right.$$

$$\text{Enlaces de fluxo} \left\{ \begin{array}{l} \lambda_A = \mathcal{L}_{AA} i_A + \mathcal{L}_{AB} i_B + \mathcal{L}_{AC} i_C + \mathcal{L}_{Aa} i_a + \mathcal{L}_{Ab} i_b + \mathcal{L}_{Ac} i_c \quad (10) \\ \lambda_B = \mathcal{L}_{BA} i_A + \mathcal{L}_{BB} i_B + \mathcal{L}_{BC} i_C + \mathcal{L}_{Ba} i_a + \mathcal{L}_{Bb} i_b + \mathcal{L}_{Bc} i_c \quad (11) \\ \lambda_C = \mathcal{L}_{CA} i_A + \mathcal{L}_{CB} i_B + \mathcal{L}_{CC} i_C + \mathcal{L}_{Ca} i_a + \mathcal{L}_{Cb} i_b + \mathcal{L}_{Cc} i_c \quad (12) \end{array} \right.$$

Indutâncias:

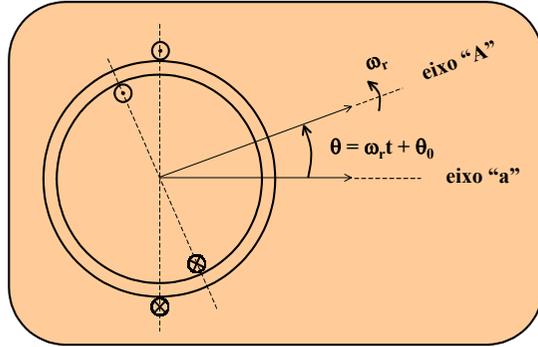


Figura 2.1 - Gráfico das coordenadas do rotor e estator para definição das indutâncias.

Matriz Indutância:

$$\begin{bmatrix}
 L_a + L_{al} & -\frac{1}{2}L_a & -\frac{1}{2}L_a & L_{aA} \cos \theta & L_{aA} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{aA} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 -\frac{1}{2}L_a & L_a + L_{al} & -\frac{1}{2}L_a & L_{aA} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{aA} \cos \theta & L_{aA} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 -\frac{1}{2}L_a & -\frac{1}{2}L_a & L_a + L_{al} & L_{aA} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{aA} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{aA} \cos \theta \\
 \hline
 L_{aA} \cos \theta & L_{aA} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{aA} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_A + L_{Al} & -\frac{1}{2}L_A & -\frac{1}{2}L_A \\
 L_{aA} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{aA} \cos \theta & L_{aA} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A & L_A + L_{Al} & -\frac{1}{2}L_A \\
 L_{aA} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{aA} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{aA} \cos \theta & -\frac{1}{2}L_A & -\frac{1}{2}L_A & L_A + L_{Al}
 \end{bmatrix}$$

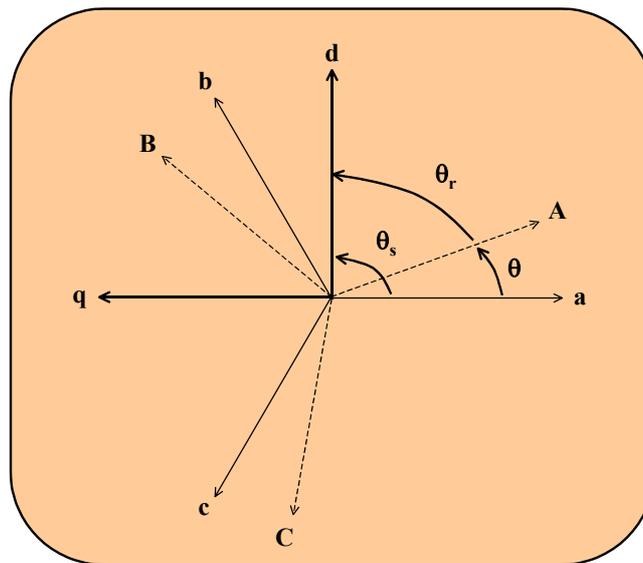
$$\begin{cases}
 \mathcal{L}_a = \mathcal{L}_b = \mathcal{L}_c = L_a + L_{al} \quad \begin{matrix} \nearrow \text{própria} \\ \nwarrow \text{dispersão} \end{matrix} \\
 \mathcal{L}_A = \mathcal{L}_B = \mathcal{L}_C = L_A + L_{Al} \\
 \mathcal{L}_{ab} = \mathcal{L}_{ba} = \mathcal{L}_{bc} = \mathcal{L}_{cb} = \mathcal{L}_{ac} = \mathcal{L}_{ca} = -\frac{1}{2}L_a \quad \begin{matrix} \nearrow \text{mútua} \\ \nwarrow \end{matrix} \\
 \mathcal{L}_{AB} = \mathcal{L}_{BA} = \mathcal{L}_{BC} = \mathcal{L}_{CB} = \mathcal{L}_{AC} = \mathcal{L}_{CA} = -\frac{1}{2}L_A \\
 \mathcal{L}_{aA} = \mathcal{L}_{Aa} = L_{aA} \cos \theta \\
 \mathcal{L}_{aB} = \mathcal{L}_{Ba} = L_{aA} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 \mathcal{L}_{aC} = \mathcal{L}_{Ca} = L_{aA} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 \mathcal{L}_{bA} = \mathcal{L}_{Ab} = L_{aA} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 \mathcal{L}_{bB} = \mathcal{L}_{Bb} = L_{aA} \cos \theta \\
 \mathcal{L}_{bC} = \mathcal{L}_{Cb} = L_{aA} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 \mathcal{L}_{cA} = \mathcal{L}_{Ac} = L_{aA} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 \mathcal{L}_{cB} = \mathcal{L}_{Bc} = L_{aA} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 \mathcal{L}_{cC} = \mathcal{L}_{Cc} = L_{aA} \cos \theta
 \end{cases}$$

Onde  $\theta = \omega_r t + \theta_0$  é a posição do eixo magnético da fase A do rotor em relação ao eixo magnético da fase **a** do estator,  $\omega_r$  é a velocidade angular do rotor e  $\theta_0$  sua posição inicial.

## 2.2 A transformação dq0

As equações (1) a (12) constituem um sistema de equações diferenciais não lineares que descrevem o comportamento elétrico da máquina, lembrando-se que  $\theta = \omega_r t + \theta_0$ , onde  $\omega_r$  é a velocidade do rotor em radianos elétricos por segundo e  $\theta_0$  corresponde a uma posição inicial do eixo "d" em relação ao eixo da fase "a". Note-se que, neste sistema, algumas das indutâncias são variáveis com a posição do rotor, o que o torna ainda mais complexo para se resolver. Por este motivo, procura-se trabalhar as equações de modo a obter um sistema mais simples. Neste trabalho, é usada a transformação de Park variante em potência, e os diversos ângulos podem ser vistos na

**Figura 2.2:**



**Figura 2.2 - Definição dos ângulos da transformação de Park.**

Transformação Estator  $\rightarrow$

$$\begin{bmatrix} d_s \\ q_s \\ \theta_s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\text{sen} \theta_s & -\text{sen}\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

$$\begin{array}{l} \text{Transformação} \\ \text{Inversa} \\ \text{Estator} \end{array} \Rightarrow \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\text{sen} \theta_s & 1 \\ \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\text{sen} \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) & -\text{sen} \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_s \\ q_s \\ 0_s \end{bmatrix}$$

$$\begin{array}{l} \text{Transformação} \\ \text{Rotor} \end{array} \Rightarrow \begin{bmatrix} d_r \\ q_r \\ 0_r \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\text{sen} \theta_r & -\text{sen} \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\text{sen} \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix}$$

$$\begin{array}{l} \text{Transformação} \\ \text{Inversa} \\ \text{Rotor} \end{array} \Rightarrow \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\text{sen} \theta_r & 1 \\ \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\text{sen} \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & -\text{sen} \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_r \\ q_r \\ 0_r \end{bmatrix}$$

### 2.2.1 Expressões para as correntes nas componentes dq0

Aplicando a transformação de Park às correntes do estator, pode-se definir a corrente:

$$i_{ds} = \frac{2}{3} \left( i_a \cos \theta_s + i_b \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) + i_c \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \right).$$

Esta expressão é geral e pode ser usada para correntes balanceadas ou não. Admitindo que as correntes do estator formem um sistema balanceado, pode-se escrever

$$i_a = I_s \text{sen} \omega_s t$$

$$i_b = I_s \text{sen} \left( \omega_s t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$i_c = I_s \text{sen} \left( \omega_s t + \frac{2\pi}{3} \right)$$

Substituindo estas correntes na expressão para  $i_{ds}$ , acima, tem-se:

$$i_{ds} = \frac{2}{3} \left( I_s \text{sen} \omega_s t \cos \theta_s + I_s \text{sen} \left( \omega_s t - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) + I_s \text{sen} \left( \omega_s t + \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \right)$$

Efetando os produtos como mostrado no Apêndice B1, chega-se a:

$$i_{ds} = I_s \text{sen}(\omega_s t - \theta_s). \quad (13)$$

Seguindo o mesmo procedimento, pode-se escrever

$$i_{qs} = -I_s \cos(\omega_s t - \theta_s). \quad (14)$$

Neste caso, para um sistema com correntes balanceadas, as equações acima possuem uma relação direta entre as correntes  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$  com o valor de pico das correntes do estator. O mesmo procedimento pode ser feito para as equações do rotor. Neste caso, tem-se

$$i_{dr} = I_r \text{sen}(\omega t - \theta_r) \quad (15)$$

$$i_{qr} = -I_r \cos(\omega t - \theta_r), \quad (16)$$

onde  $\omega$  é a frequência de alimentação do rotor imposta pelo conversor.

### 2.2.2 Enlaces de fluxo em função das correntes $i_d$ e $i_q$

Os enlaces de fluxos do estator podem, também, ser expressos nas componentes dq0, usando a transformação

$$\begin{array}{l} \text{Transformação} \\ \text{Estator} \end{array} \quad \rightarrow \quad \begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\text{sen} \theta_s & -\text{sen} \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\text{sen} \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix}$$

e substituindo pelas expressões (4), (5) e (6), tem-se:

$$\lambda_{ds} = \frac{2}{3} \left[ \begin{array}{l} \cos \theta_s \left[ \begin{array}{l} i_a(L_{al} + L_a) - i_b \frac{1}{2} L_a - i_c \frac{1}{2} L_a + i_A L_{aA} \cos \theta + \\ i_B L_{aA} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + i_C L_{aA} \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \end{array} \right] + \\ \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \left[ \begin{array}{l} i_b(L_{al} + L_a) - i_a \frac{1}{2} L_a - i_c \frac{1}{2} L_a + i_B L_{aA} \cos \theta + \\ i_C L_{aA} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + i_A L_{aA} \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \end{array} \right] + \\ \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \left[ \begin{array}{l} i_c(L_{al} + L_a) - i_a \frac{1}{2} L_a - i_b \frac{1}{2} L_a + i_C L_{aA} \cos \theta + \\ i_A L_{aA} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + i_B L_{aA} \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \end{array} \right] \end{array} \right]$$

O que segue, agora, é um trabalho de manipulação dos termos, utilizando-se algumas propriedades trigonométricas, as definições de  $i_d$  e  $i_q$  e que  $i_a + i_b + i_c = 0$ , como mostrado no Apêndice B2. Pode-se, inicialmente, identificar um termo correspondente a:

$$\left( L_{al} + \frac{3}{2} L_a \right) i_{ds}.$$

A seguir, é feito o desenvolvimento do termo referente ao enlace de fluxo mútuo estator-rotor.

$$\lambda_{sr} = \frac{2}{3} \left[ \begin{array}{l} \cos \theta_s \left[ i_A L_{aA} \cos \theta + i_B L_{aA} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + i_C L_{aA} \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] + \\ \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \left[ i_B L_{aA} \cos \theta + i_C L_{aA} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + i_A L_{aA} \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] + \\ \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \left[ i_C L_{aA} \cos \theta + i_A L_{aA} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + i_B L_{aA} \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \end{array} \right].$$

Efetando os produtos, como mostrado no Apêndice B3, chega-se a:

$$\frac{3}{2} L_{aA} i_{dr}$$

O mesmo procedimento acima pode ser feito para  $\lambda_{qs}$  e  $\lambda_{\theta s}$ , chegando-se às expressões dos enlaces de fluxo do estator nas variáveis dq0.

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + M_{sr} i_{dr} \quad (17)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + M_{sr} i_{qr} \quad (18)$$

$$\lambda_{0s} = L_{0s} i_{0s}, \quad (19)$$

onde  $L_s = L_{al} + \frac{3}{2} L_a$  e  $M_{sr} = \frac{3}{2} L_{aA}$ .

Para o rotor, pode-se, então, escrever

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + M_{sr} i_{ds} \quad (20)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + M_{sr} i_{qs} \quad (21)$$

$$\lambda_{0r} = L_{0r} i_{0r}, \quad (22)$$

onde  $L_r = L_{Al} + \frac{3}{2} L_A$ .

### 2.2.3 Equações de tensão nas componentes dq0

As expressões para as equações de tensão do estator nas variáveis dq0 podem ser obtidas aplicando-se a transformação abc - dq0.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{0s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\text{sen} \theta_s & -\text{sen}\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}$$

Analizando a componente  $v_{ds}$

$$v_{ds} = \frac{2}{3} \left( \cos \theta_s v_{as} + \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) v_{bs} + \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) v_{cs} \right)$$

e substituindo de (1), (2) e (3), tem-se:

$$v_{ds} = \frac{2}{3} \left( \cos \theta_s \left( r_a i_{as} + \frac{d}{dt} \lambda_{as} \right) + \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \left( r_b i_{bs} + \frac{d}{dt} \lambda_{bs} \right) + \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \left( r_c i_{cs} + \frac{d}{dt} \lambda_{cs} \right) \right)$$

Admitindo enrolamentos balanceados ( $r_a = r_b = r_c = r_s$ ), pode-se identificar o termo  $r_s i_{ds}$ , como mostrado no Apêndice B4.

Quanto aos termos referentes aos enlaces de fluxo, o desenvolvimento pode ser bastante simplificado se expressarmos as componentes de fase dos enlaces de fluxo em função das componentes dq0, através da transformação

$$\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\operatorname{sen} \theta_s & 1 \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\operatorname{sen}\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\operatorname{sen}\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix}.$$

Deste modo, tem-se:

$$\frac{d}{dt} \lambda_{as} = \left[ -\operatorname{sen} \theta_s \frac{d\theta_s}{dt} \lambda_{ds} + \cos \theta_s \frac{d}{dt} \lambda_{ds} - \cos \theta_s \frac{d\theta_s}{dt} \lambda_{qs} - \operatorname{sen} \theta_s \frac{d}{dt} \lambda_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{0s} \right]$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{bs} = \left[ -\operatorname{sen}\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d\theta_s}{dt} \lambda_{ds} + \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d}{dt} \lambda_{ds} - \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d\theta_s}{dt} \lambda_{qs} - \operatorname{sen}\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d}{dt} \lambda_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{0s} \right]$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{cs} = \left[ -\operatorname{sen}\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d\theta_s}{dt} \lambda_{ds} + \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d}{dt} \lambda_{ds} - \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d\theta_s}{dt} \lambda_{qs} - \operatorname{sen}\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d}{dt} \lambda_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{0s} \right]$$

Substituindo na expressão para  $v_{ds}$ , mostra-se que os termos  $\frac{d}{dt}$  combinam-se,

resultando em

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \lambda_{qs}, \quad (23)$$

como mostrado no Apêndice B5.

O mesmo procedimento pode ser feito para  $v_{qs}$  e  $v_{0s}$ , resultando em:

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \lambda_{ds} \quad (24)$$

$$v_{0s} = r_s i_{0s} + \frac{d}{dt} \lambda_{0s} \quad (25)$$

Pode-se identificar, nas expressões acima, os termos correspondentes às tensões de velocidade e de transformador. Cabe lembrar que as últimas serão nulas na operação em regime permanente. Para o rotor, esta mesma análise resulta em:

$$v_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \lambda_{qr} \quad (26)$$

$$v_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \lambda_{dr} \quad (27)$$

$$v_{0r} = r_r i_{0r} + \frac{d}{dt} \lambda_{0r} \quad (28)$$

### 2.3 Modelo Matemático para a MIRB - Resumo

O desenvolvimento apresentado na seção anterior resulta em um modelo completo que pode ser usado para representar a MIRB na operação em regime permanente e transitório. Assim como o sistema original “abc”, o novo sistema de coordenadas “dq” possui um grupo de equações que relaciona as tensões aplicadas nos diversos enrolamentos com a queda de tensão em resistências e variações de enlace de fluxo que permitem descrever o comportamento da máquina. Deste modo, pode-se escrever as equações de tensão, enlaces de fluxo e corrente para os enrolamentos do estator e do rotor. Com a finalidade de agrupar as informações, este modelo é reapresentado a seguir.

• **Estator**

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \lambda_{qs} \\ v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \lambda_{ds} \\ v_{0s} = r_s i_{0s} + \frac{d}{dt} \lambda_{0s} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} (29) \\ (30) \\ (31) \end{array}$$

Equações de tensão

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_{ds} = L_s i_{ds} + M_{sr} i_{dr} \\ \lambda_{qs} = L_s i_{qs} + M_{sr} i_{qr} \\ \lambda_{0s} = L_{0s} i_{0s} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} (32) \\ (33) \\ (34) \end{array}$$

Enlaces de fluxo

onde  $L_s = L_{al} + \frac{3}{2} L_a$  e  $M_{sr} = \frac{3}{2} L_{aA}$ .

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds} = I_s \text{sen}(\omega_s t - \theta_s) \\ i_{qs} = -I_s \text{cos}(\omega_s t - \theta_s) \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} (35) \\ (36) \end{array}$$

Correntes

• **Rotor**

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \lambda_{qr} \\ v_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \lambda_{dr} \\ v_{0r} = r_r i_{0r} + \frac{d}{dt} \lambda_{0r} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} (37) \\ (38) \\ (39) \end{array}$$

Equações de tensão

$$\text{Enlaces de fluxo} \quad \left\{ \begin{array}{l} \lambda_{dr} = L_r i_{dr} + M_{sr} i_{ds} \\ \lambda_{qr} = L_r i_{qr} + M_{sr} i_{qs} \\ \lambda_{0r} = L_{0r} i_{0r} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} (40) \\ (41) \\ (42) \end{array}$$

onde  $L_r = L_{Al} + \frac{3}{2} L_A$ .

$$\text{Correntes} \quad \left\{ \begin{array}{l} i_{dr} = I_r \text{sen}(\omega t - \theta_r) \\ i_{qr} = -I_r \text{cos}(\omega t - \theta_r) \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} (43) \\ (44) \end{array}$$

## 2.4 Operação em regime permanente

Para obter o modelo matemático para MIRB operando em regime permanente, devemos anular as derivadas  $\frac{d}{dt}$ . Será considerada apenas operação balanceada; deste modo podemos desprezar as equações referentes às correntes de seqüência zero. Uma vez que a máquina está acoplada a uma rede, adotar-se-á aqui, como referência, o eixo girante, com a velocidade síncrona do estator ( $\omega_s$ ). Assim, pode-se escrever:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = s\omega_s = \omega_s - \omega_r, \text{ onde } s \text{ é o escorregamento e } \omega_r \text{ é a velocidade do rotor.}$$

Substituindo as considerações acima nas expressões (29), (30), (37) e (38), obtém-se o modelo para a MIRB em regime permanente:

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_s \lambda_{qs} \quad (45)$$

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_s \lambda_{ds} \quad (46)$$

$$v_{dr} = r_r i_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (47)$$

$$v_{qr} = r_r i_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (48)$$

A substituição dos os enlaces de fluxo do rotor nas equações de tensão do estator resulta em:

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_s L_s i_{qs} - \omega_s M_{sr} i_{qr} \quad (49)$$

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_s L_s i_{ds} + \omega_s M_{sr} i_{dr} \quad (50)$$

Definindo  $\hat{V}_s = v_{ds} + jv_{qs}$ , temos:

$$\hat{V}_s = (r_s + j\omega_s L_s) \hat{I}_s + j\omega_s M_{sr} \hat{I}_r \quad (51)$$

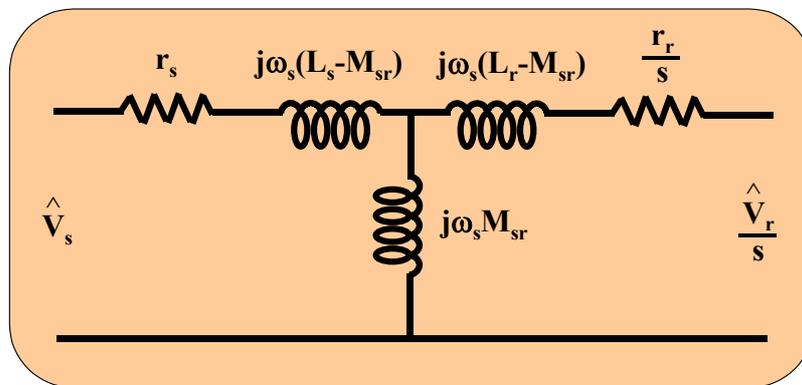
Lembrando que  $\omega_s - \omega_r = s\omega_s$ , onde  $s\omega_s$  é a frequência de alimentação do rotor, pode-se escrever:

$$\hat{V}_r = (r_r + js\omega_s L_r) \hat{I}_r + js\omega_s M_{sr} \hat{I}_s \quad (52)$$

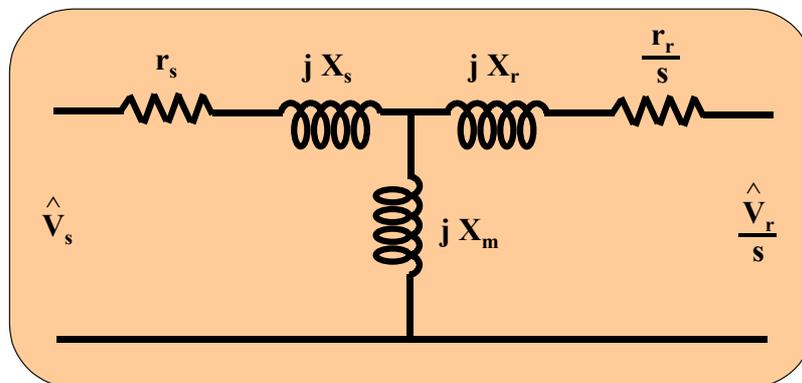
Dividindo por  $s$ , temos:

$$\frac{\hat{V}_r}{s} = \left( \frac{r_r}{s} + j\omega_s L_r \right) \hat{I}_r + j\omega_s M_{sr} \hat{I}_s \quad (53)$$

As equações (51) e (53) podem ser representadas através do circuito equivalente da **Figura 2.3**, a qual pode ser apresentada mais convenientemente como na **Figura 2.4**.



**Figura 2.3** – Circuito equivalente (1).



**Figura 2.4** - Circuito equivalente (2).

## 2.5 Controle do fator de potência do enrolamento do estator

Quando se trabalha com a frequência de alimentação do rotor fixada por um conversor de potência, a MIRB apresenta características similares a uma máquina síncrona. Nesta seção ir-se-á explorar a possibilidade de controlar o fator de potência do enrolamento do estator através da tensão aplicada ao enrolamento trifásico do rotor. Para isto, serão feitas as seguintes hipóteses:

- ✓ Tensão do estator fixa;
- ✓ Frequência da tensão nos enrolamentos do rotor fixa, ou seja escorregamento constante.

Na análise de motores de indução, é prática usual aplicar-se o Teorema de Thevenin no desenvolvimento de expressões para conjugado e potência. Neste caso, é criado um equivalente Thevenin do estator visto pelo rotor. No caso da MIRB, com as considerações feitas acima, é mais adequado desenvolver-se um equivalente do rotor visto pelo estator. Deste modo, pode-se definir:

$$\hat{V}_R = \frac{\hat{V}_r}{s} \frac{jX_m}{\frac{r_r}{s} + j(X_m + X_r)} \quad (54)$$

$$r_R + jX_R = \left( \frac{r_r}{s} + X_r \right) // jX_m, \quad (55)$$

onde o subscrito  $r$  é relativo ao rotor e o subscrito  $R$  é relativo ao equivalente de Thevenin do rotor visto pelo estator.

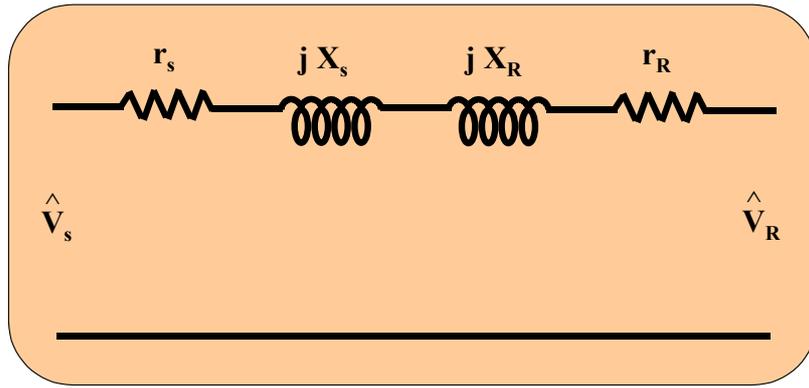
Deste modo, adotando-se convenção de carga, a MIRB pode ser representada por

$$\hat{V}_s = \hat{V}_R + (R + jX)\hat{I}_s, \quad (56)$$

onde

$$R + jX = (r_s + r_R) + j(X_s + X_R) = Z \angle \varphi \quad (57)$$

Na **Figura 2.5**, um novo circuito equivalente pode ser visualizado.



**Figura 2.5** - Circuito equivalente (3).

Definindo os fasores:

$\hat{V}_s = V_s \angle 0$ , adotando-se a tensão terminal como referência;

$\hat{V}_R = V_R \angle -\delta$ , onde  $\delta$  é o ângulo de atraso da tensão interna em relação à tensão terminal;

$\hat{I}_s = I_s \angle -\phi$ , onde  $\phi$  é o ângulo de fator de potência terminal da máquina.

Pode-se calcular a potência fornecida pelo sistema à máquina, como segue:

$$S = P + jQ = 3\hat{V}_s\hat{I}_s^* = 3V_sI_s \cos\phi + j 3V_sI_s \sin\phi \quad (58)$$

Calculando-se

$$\hat{I}_s^* = \left( \frac{V_s \angle 0 - V_R \angle -\delta}{Z \angle \phi} \right)^* = \frac{V_s}{Z} \angle \phi - \frac{V_R}{Z} \angle \delta + \phi, \quad (59)$$

pode-se escrever:

$$I_s \cos\phi = \frac{V_s}{Z} \cos\phi - \frac{V_R}{Z} \cos(\delta + \phi) \quad (60)$$

$$I_s \sin\phi = \frac{V_s}{Z} \sin\phi - \frac{V_R}{Z} \sin(\delta + \phi) \quad (61)$$

Lembrando que  $\cos\phi = \frac{R}{Z}$  e  $\sin\phi = \frac{X}{Z}$  e substituindo em 58, tem-se:

$$P = 3 \frac{V_s^2}{Z^2} R - 3 \frac{V_s V_R}{Z} \cos(\delta + \phi) \quad (62)$$

$$Q = 3 \frac{V_s^2}{Z^2} X - 3 \frac{V_s V_R}{Z} \text{sen}(\delta + \varphi) \quad (63)$$

Indicando  $\alpha = 90^\circ - \theta$ , as expressões para as potências tornam-se:

$$P = 3 \frac{V_s^2}{Z^2} R + 3 \frac{V_s V_R}{Z} \text{sen}(\delta - \alpha) \quad (64)$$

$$Q = 3 \frac{V_s^2}{Z^2} X - 3 \frac{V_s V_R}{Z} \text{cos}(\delta - \alpha) \quad (65)$$

O conjunto de equações acima representa o modelo da máquina de indução de rotor bobinado operando em regime permanente. A seguir, analisaremos o comportamento da MIRB como um compensador de reativos, observando os efeitos da tensão do rotor sobre a potência reativa do estator.

As equações (64) e (65), representadas abaixo, podem ser usadas para investigar esses efeitos. Para esta análise, vamos supor que a potência ativa é constante e que a tensão do rotor sofreu um acréscimo; o termo  $\text{sen}(\delta - \alpha)$ , em (64), que irá ter um decréscimo, mantendo-se as relações de igualdade da equação. Consequentemente, o termo  $\text{cos}(\delta - \alpha)$  terá um acréscimo, assim como, todo o segundo termo do lado direito de (65).

$$P_{\text{constante}} = 3 \frac{V_s^2}{Z^2} R + 3 \frac{V_s V_R}{Z} \text{sen}(\delta - \alpha)$$

$$Q = 3 \frac{V_s^2}{Z^2} X - 3 \frac{V_s V_R}{Z} \text{cos}(\delta - \alpha)$$

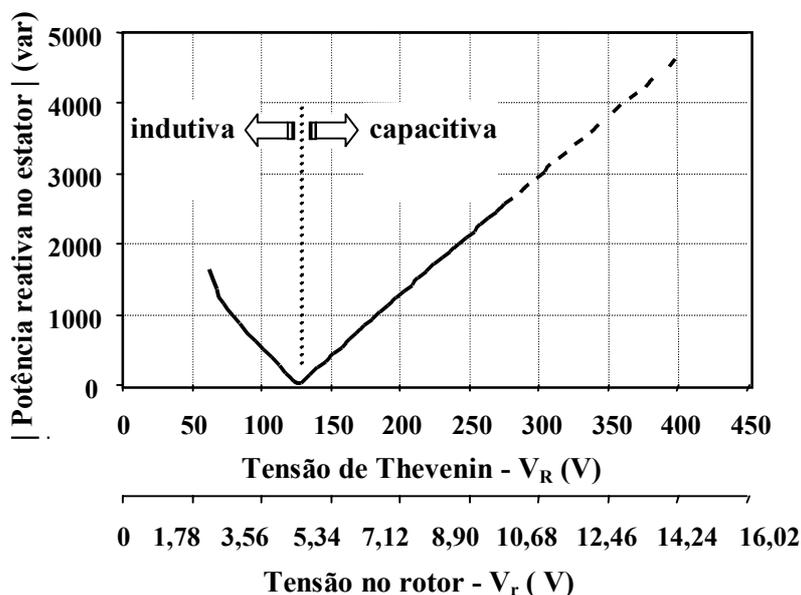
Na equação (65), vemos que a potência reativa é função de dois termos. O primeiro termo do lado direito da expressão, é função da tensão do estator e parâmetros elétricos da máquina, que são constantes para valores fixos de tensão e frequências. O segundo termo, é função da tensão do estator, tensão do rotor e o coseno da diferença entre o ângulo da tensão de Thevenin e o ângulo das impedâncias do modelo.

Mantendo-se constante o valor da potência ativa, podemos generalizar, encontrando um valor de tensão do rotor que cancele o valor de potência reativa em (65). A partir deste valor, um acréscimo na tensão aplicada no rotor resultará em um

valor negativo de “Q” ( $Q < 0$ ), significando que a potência reativa da máquina tem característica de compensação *capacitiva*. Um decréscimo na tensão do rotor resultará em um valor positivo de “Q” ( $Q > 0$ ), significando que a potência reativa da máquina tem característica de compensação *indutiva*.

Na **Figura 2.6**, mostra-se os resultados encontrados para o procedimento descrito acima. As equações foram programadas no simulador digital MATLAB, como mostrado no Apêndice C. A máquina é conectada a uma barra infinita no estator, a frequência do rotor é mantida fixa em 1Hz e os parâmetros elétricos utilizados foram de uma máquina de indução de 3 HP.

Nesta figura, pode-se observar os valores de tensão aplicados no rotor, assim como os valores da tensão de Thevenin e os respectivos valores de potência reativa no estator. A linha pontilhada vertical representa a divisa entre a região de  $Q > 0$  e  $Q < 0$ , isto é, a MIRB não está compensando potência reativa indutiva ou capacitiva. Do lado esquerdo da linha pontilhada, a máquina tem característica indutiva e, do lado direito, capacitiva.



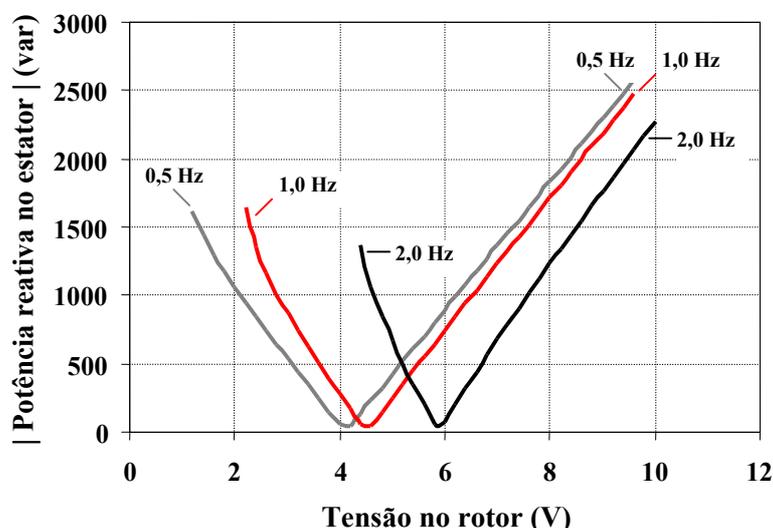
**Figura 2.6** - Curva de potência reativa trifásica no estator x tensões equivalente de Thevenin visto pelo rotor ( $V_R$ ). e tensão no rotor ( $V_r$ ).

Existem limites de capacidade para compensação de reativo na MIRB. O limite para característica capacitiva é definido pela capacidade de corrente máxima que pode circular pelo enrolamento do rotor (valores tracejados estão acima do limite), ou seja, a corrente nominal do rotor, que é facilmente identificada na placa da máquina. Por outro

lado, o limite máximo encontrado para característica indutiva é determinado, nesta modelagem, por valores de  $\text{sen}(\delta - \alpha) > 1$ .

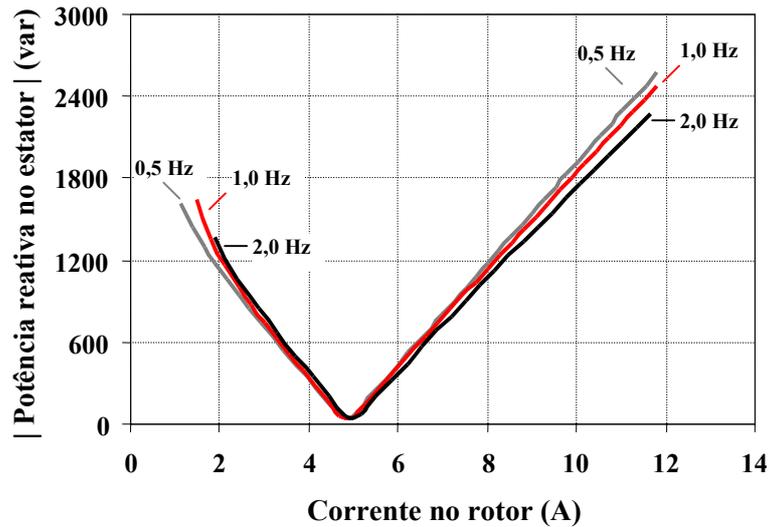
Para uma maior compreensão dos fenômenos envolvidos neste processo, mostraremos o comportamento das grandezas elétricas da MIRB para três valores de frequência de alimentação do rotor, que são 0,5, 1 e 2Hz.

Na **Figura 2.7**, mostra-se a potência reativa no estator devido à variação da tensão aplicada no rotor para as três frequências definidas. Pode-se observar que quanto maior o valor da frequência, maior é a tensão necessária para obtermos o mesmo valor de potência reativa.



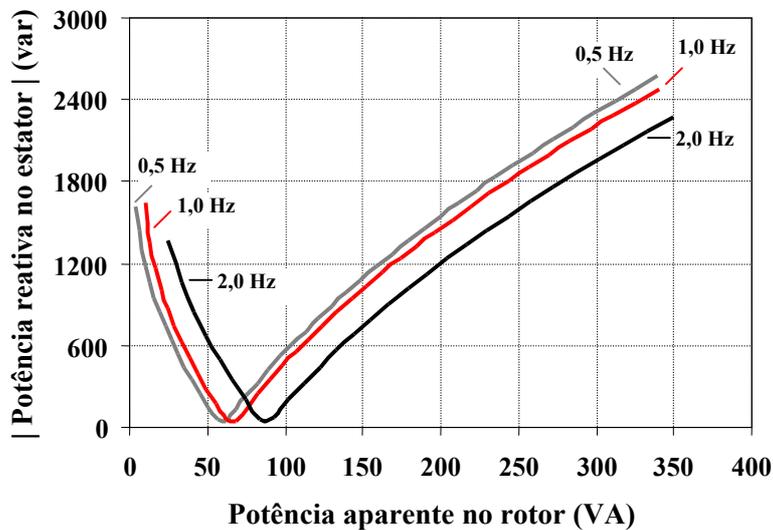
**Figura 2.7** - Curva de potência reativa trifásica no estator x tensão no rotor.

A corrente que circula nos enrolamentos do rotor tem seu valor quase que inalterado para as três frequências definidas na simulação, como pode ser observado na **Figura 2.8**.



**Figura 2.8** - Curva de potência reativa trifásica no estator  $x$  corrente no rotor.

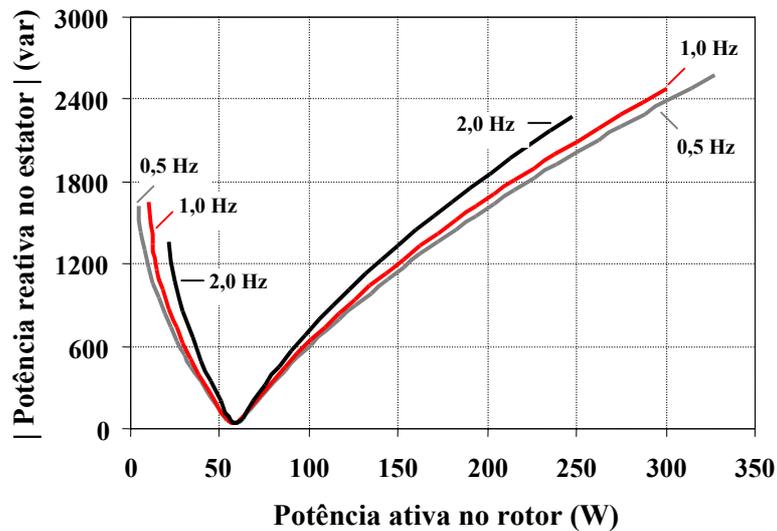
Na **Figura 2.9**, apresentam-se as curvas de potência reativa de estator, relacionando-as com a potência fornecida ao rotor, para as mesmas condições. Esta figura nos permite ver, por exemplo, que para uma potência fornecida de 1200 var, o conversor deverá processar uma potência de aproximadamente 170 VA, se a máquina operar com escorregamento de 1 Hz, e de 200 VA, se o escorregamento for de 2 Hz.



**Figura 2.9** - Curva de potência reativa trifásica no estator  $x$  potência aparente trifásica no rotor.

Para os mesmos pontos de operação das frequências de 1 e 2 Hz, na **Figura 2.10**, verificamos uma potência ativa fornecida de 150 e 160 W, respectivamente. Esses valores mostram-se próximos aos encontrados para potência aparente, na **Figura 2.9**, ou

seja, temos uma forte ligação entre a potência reativa no estator e potência ativa no rotor.



*Figura 2.10 - Curva de potência reativa trifásica no estator x potência ativa trifásica no rotor.*

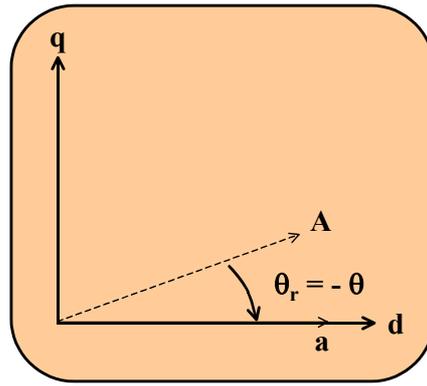
## 2.6 Modelo matemático para aplicação no controle orientado pelo campo

Nesta seção, o modelo generalizado para a MIRB, desenvolvido anteriormente, será particularizado de modo a ser aplicado no controle orientado pelo campo, conforme apresentado por Leonhard [17]. Para isto, será adotado como referência o sistema de eixos fixos ao estator, com o eixo “d” coincidente com o eixo magnético da fase “a” do estator. Deste modo, a partir da *Figura 2.2*, tem-se

$$\theta_s = 0$$

$$\theta_r = -\theta,$$

como mostrado na *Figura 2.11*.



**Figura 2.11** - Definição dos ângulos da transformação de Park.

Deste modo, pode-se reescrever as equações de tensão do estator como:

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} \quad (66)$$

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} \quad (67)$$

Substituindo pelos enlaces de fluxo.

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + L_s \frac{d}{dt} i_{ds} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{dr} \quad (68)$$

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{qr} \quad (69)$$

Definindo os vetores

$$\vec{v}_s = v_{ds} + jv_{qs}$$

$$\vec{i}_s = i_{ds} + ji_{qs}$$

$$\vec{i}_r = i_{dr} + ji_{qr}, \quad (70)$$

chega-se à expressão

$$\vec{v}_s = r_s \vec{i}_s + L_s \frac{d}{dt} \vec{i}_s + M_{sr} \frac{d}{dt} \vec{i}_r. \quad (71)$$

Assumindo que os enrolamentos do estator possuem o mesmo número de espiras e introduzindo-se o fator de dispersão  $L_s = (1 + \sigma_s)M_{sr}$ , pode-se escrever

$$\vec{v}_s = r_s \vec{i}_s + M_{sr} \frac{d}{dt} [(1 + \sigma_s) \vec{i}_s + \vec{i}_r] \quad (72)$$

Definindo o vetor corrente de magnetização ( $\vec{i}_{ms}$ ):

$$\vec{i}_{ms} = i_{ms}(t) e^{j\mu(t)} = (1 + \sigma_s) \vec{i}_s + \vec{i}_r$$

Deste modo, pode-se reescrever a equação (72) como:

$$\vec{v}_s = r_s \left[ \frac{\vec{i}_{ms} - \vec{i}_r}{(1 + \sigma_s)} \right] + M_{sr} \frac{d}{dt} \vec{i}_{ms} \quad (73)$$

Dividindo por  $r_s$  e multiplicando por  $(1 + \sigma_s)$ , temos

$$\vec{v}_s \frac{(1 + \sigma_s)}{r_s} = \vec{i}_{ms} - \vec{i}_r + T_s \frac{d}{dt} \vec{i}_{ms}, \quad (74)$$

onde  $T_s = M_{sr} \frac{(1 + \sigma_s)}{r_s}$ . Pode-se, então, escrever:

$$T_s \frac{d}{dt} \vec{i}_{ms} + \vec{i}_{ms} = \vec{v}_s \frac{(1 + \sigma_s)}{r_s} + \vec{i}_r \quad (75)$$

A expressão acima pode ser reescrita adotando-se agora um novo sistema de coordenadas, mais precisamente um eixo de referência, solidário ao vetor corrente de magnetização ( $\vec{i}_{ms}$ ). Este eixo estará com a mesma velocidade de  $\vec{i}_{ms}$ , que vamos anotar por  $\omega_{ms}$ .

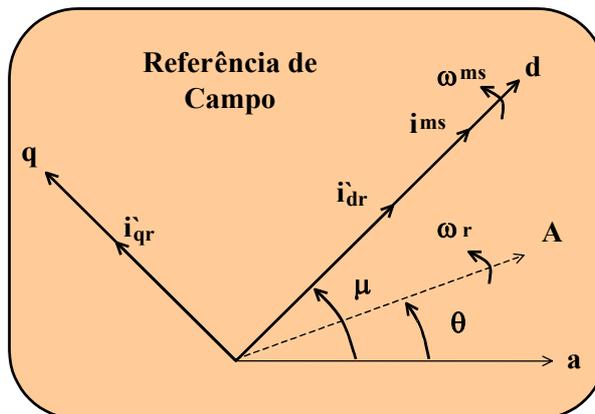


Figura 2.12 - Definição dos ângulos no controle orientado pelo campo.

Definindo os vetores referidos ao novo eixo de referência

$$\vec{v}_s' = v_{ds}' + jv_{qs}'$$

$$\vec{i}_r' = i_{dr}' + ji_{qr}'$$

O resultado é explicitado em duas equações diferenciais que representam as componentes real e imaginária do controle orientado pelo campo.

$$T_s \frac{d}{dt} i_{ms} + i_{ms} = v_{ds}' \frac{(1 + \sigma_s)}{r_s} + i_{dr}' \quad (76)$$

$$\frac{d\mu}{dt} = \omega_{ms} = \frac{1}{T_s} \left[ v_{qs}' \frac{(1 + \sigma_s)}{r_s} + i_{qr}' \right] \quad (77)$$

O termo  $T_s = \frac{L_s}{r_s}$  é de suma importância, pois representa a constante de tempo para a máquina de indução de rotor bobinado. Em outras palavras, uma MIRB operando como compensador terá a dinâmica elétrica dada pelo termo  $T_s$ .

O valor de  $T_s$  calculado para MIRB, utilizando-se dos parâmetros elétricos da máquina de 3 HP da seção 2.5, é de 7,2 ms. Os valores apresentados na literatura para máquinas síncronas encontra-se entre 1,5 a 9,0 s.

A equações de oscilação do rotor e do torque elétrico da MIRB serão apresentadas para completar e finalizar a modelagem, uma vez que as demais equações elétricas já foram derivadas:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_l, \quad (78)$$

onde,  $T_e$  é torque elétrico, e  $T_l$ , o torque de carga.

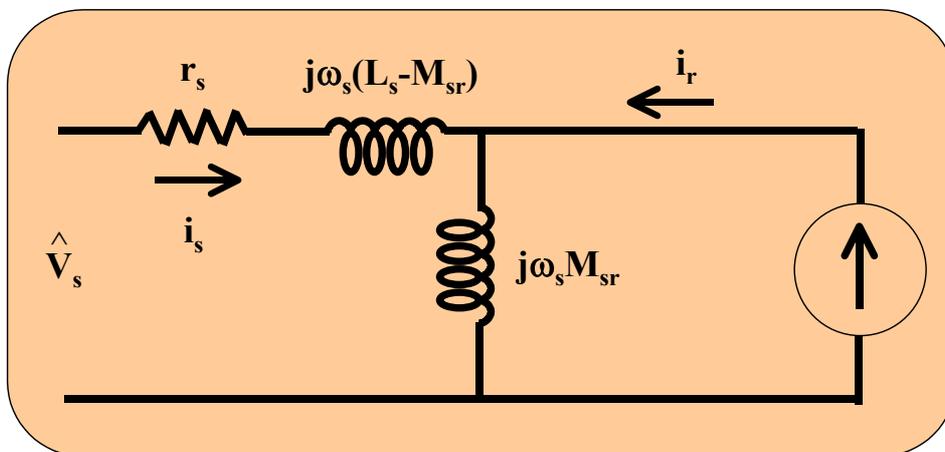
$$T_e = \frac{2}{3} M_{sr} \text{Im} \left[ \vec{i}_s (\vec{i}_r)^* \right] \quad (79)$$

Em termos de vetor corrente de magnetização ( $\vec{i}_{ms}$ ), temos:

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{M_{sr}}{1 + \sigma_s} \text{Im} \left[ \vec{i}_{ms} (\vec{i}_r)^* \right] \quad (80)$$

## 2.7 Desacoplamento das componentes de potência ativa e reativa do estator

Um melhor desempenho para MIRB poderá ser obtido quando o rotor for alimentado por um conversor com controle de corrente. Para esta operação, o circuito equivalente da **Figura 2.3** pode ser modificado para aquele apresentado na **Figura 2.13**. Com este modelo e algumas considerações, a serem adotadas, mostraremos que o controle orientado pelo campo permite controlar as componentes real e imaginária da corrente do estator de forma independente. Isto significa um desacoplamento das componentes de potência ativa e reativa no estator.



**Figura 2.13** – Circuito equivalente (4).

Hipóteses simplificadoras:

- ✓ Corrente do rotor imposta pelo conversor;
- ✓ A resistência do estator é desprezada ( $r_s \ll X_s$  para máquinas de grande porte);
- ✓ O vetor corrente de magnetização ( $\vec{i}_{ms}$ ) é aproximadamente igual a corrente de estator sem carga ( $\vec{i}_{s0}$ );
- ✓ O efeito da dispersão é desprezível ( $\sigma_s \approx 0$ ).

Deste modo, a partir da **Figura 2.13**, tem-se:

$$\vec{i}_s \approx \vec{i}_{ms} - \vec{i}_r = \vec{i}_{ms} \left[ 1 - \frac{\vec{i}_r}{\vec{i}_{ms}} \right]$$

Assumindo as hipóteses simplificadoras, pode-se reescrever a equação da corrente do estator como:

$$\vec{i}_s \approx \vec{i}_{s0} \left[ 1 - \frac{\vec{i}_r}{\vec{i}_{ms}} \right]$$

A partir da decomposição dos vetores representados na **Figura 2.12**, enfim, temos:

$$\vec{i}_s = \vec{i}_{s0} \left[ 1 - \frac{i_{dr}}{i_{ms}} - j \frac{i_{qr}}{i_{ms}} \right],$$

onde a componente “q” da corrente do rotor está correlacionada com a parte real da corrente do estator e a componente “d” com a parte imaginária. Deve-se ressaltar que a corrente  $\vec{i}_{s0}$  é puramente imaginária.

## 2.8 Conclusão

Neste capítulo foi mostrada a modelagem da MIRB, tanto para transitório quanto regime permanente. Com esse modelo foi possível observar o comportamento da máquina operando como um compensador de reativos em regime permanente. A técnica de controle vetorial foi apresentada, podendo-se verificar que as componentes de potência ativa e reativa encontram-se desacopladas.

## *Capítulo 3*

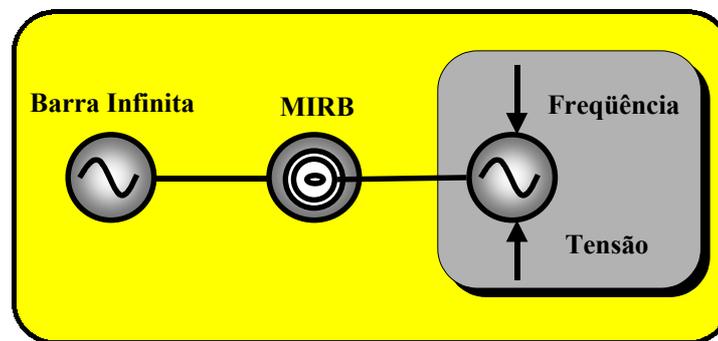
### *Simulações Digitais*

Neste capítulo serão mostrados os resultados obtidos em um simulador digital denominado SABER<sup>TM</sup>, desenvolvido pela *Analogy Device*. Esse programa encontra-se instalado nos microcomputadores do Laboratório de Eletrônica de Potência da COPPE/UFRJ. A sua escolha deve-se à grande e diversificada biblioteca de componentes e modelos como os usados nas simulações. Podemos citar, como exemplo, a máquina de indução de rotor bobinado (MIRB).

Uma das vantagens da utilização desse simulador é a possibilidade da criação de subsistemas através de componentes de sua biblioteca e/ou por linhas de programação. Para simulações “pesadas”, onde o número de variáveis e o tempo estipulado são relevantes, como os encontrados neste trabalho, é necessário uma criteriosa seleção das variáveis de saída, sob pena de gerar arquivos de dezenas de Megabytes(Mb), que impossibilitam sua visualização.

### 3.1 Curva “V” do Compensador

A operação de um compensador síncrono baseia-se na sua capacidade de compensar potência reativa. Se a frequência de alimentação do rotor puder ser controlada, essa característica também será encontrada na MIRB, como mostrado nas **Figuras 3.2** e **3.3**. Estas figuras correspondem à operação da máquina conectada a uma barra infinita e sem carga mecânica no seu eixo, assim como proposto no capítulo 2 para o modelo da MIRB. O conversor de alimentação do rotor é representado por uma fonte de tensão senoidal ajustável, como mostra o diagrama esquemático da **Figura 3.1**, permitindo variar sua tensão e frequência independentemente.



**Figura 3.1** - Diagrama esquemático do evento simulado.

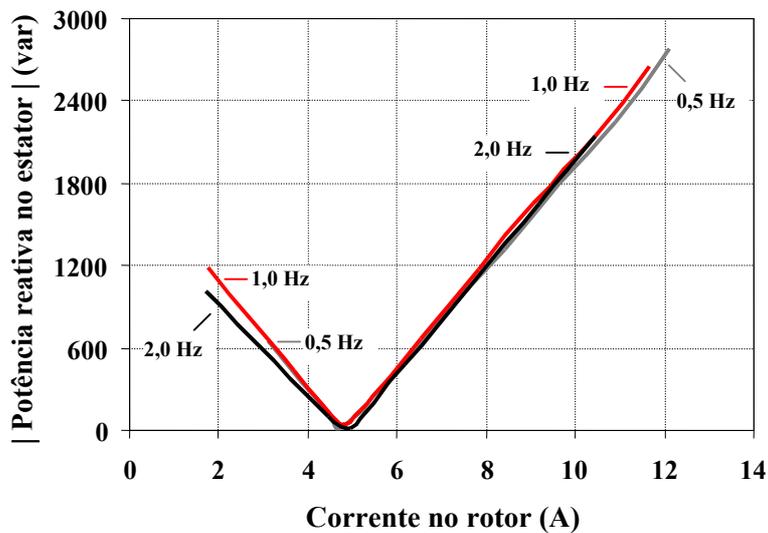
Foram realizadas simulações onde, mantendo-se fixa a frequência de alimentação do rotor, variava-se a sua tensão de alimentação. Esse processo foi realizado para três frequências, a saber: 2, 1 e 0,5 Hz. A **Figura 3.2** apresenta a variação da potência reativa pelo compensador em função da corrente no rotor. Estas curvas assemelham-se às curvas V de uma máquina síncrona e a corrente de rotor corresponde à corrente de campo. Deste modo, a partir de um valor de corrente de rotor, onde a potência reativa no estator é mínima, um aumento desta corrente (sobreexcitação) leva a máquina a compensação de característica capacitiva, e um decréscimo (sub-excitação) acarreta uma compensação de característica indutiva. Essas curvas nos mostram que a MIRB pode ser usada como um compensador síncrono, com a característica adicional de poder ser operada com diferentes velocidades do eixo e frequência constante no estator.

É comum apresentar como vantagem, para sistemas utilizando máquinas de dupla alimentação, o fato de apenas uma percentagem da potência envolvida ser processada pelo conversor. No caso de uma máquina de indução, a divisão dessas

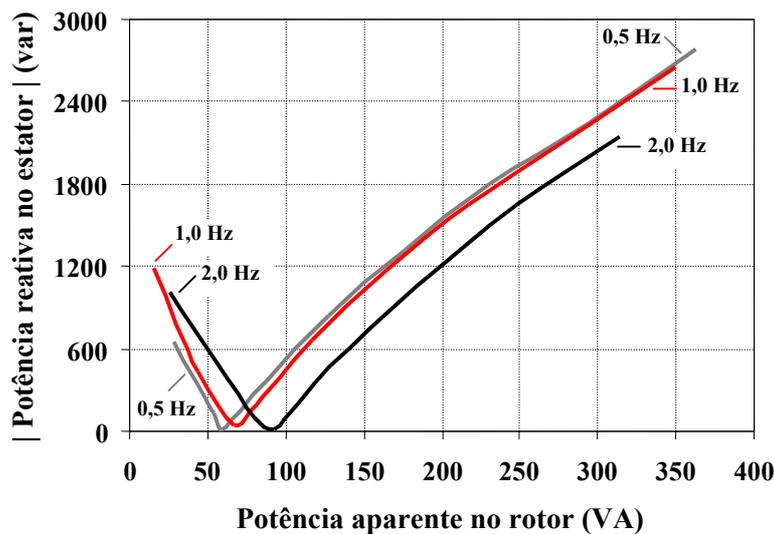
potências está diretamente ligada à frequência de escorregamento, ou seja, quanto maior a frequência de escorregamento, maior a potência processada pelo conversor.

A **Figura 3.3** apresenta curvas, relacionando a potência de estator com a potência fornecida pelo conversor, para as mesmas condições da **Figura 3.1**. Os resultados apresentados neste capítulo mostram-se adequados aos descritos no capítulo 2, onde, através do modelo da MIRB, as mesmas grandezas elétricas foram mostradas.

As características apresentadas nas **Figuras 3.2** e **3.3** são importantes na identificação do ponto ótimo de operação do compensador.



**Figura 3.2** - Potência reativa trifásica no estator x corrente no rotor do compensador.

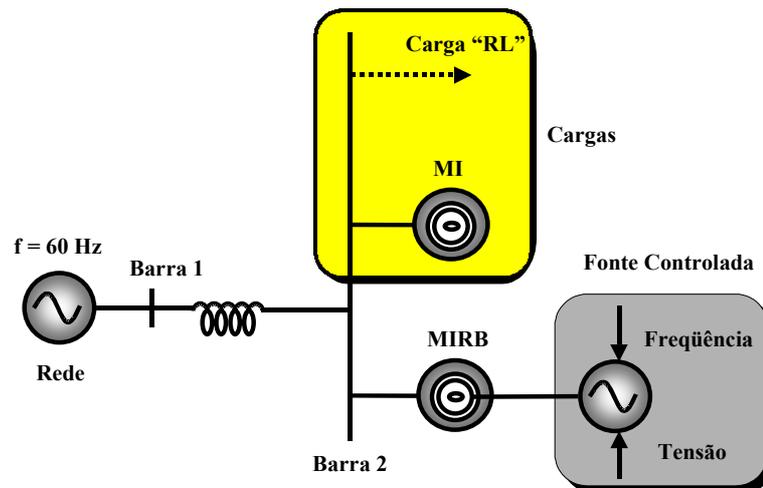


**Figura 3.3** - Potência reativa trifásica no estator x potência reativa trifásica no rotor do compensador.

### 3.2 Princípio de Operação

Na seção anterior, foi apresentado como a MIRB pode ser usada para compensar potência reativa, visando o controle de tensão em um sistema elétrico.

A título de ilustração, esta seção apresenta uma aplicação do compensador proposto no controle de tensão de um bloco de cargas alimentadas por um sistema radial. O sistema simulado está apresentado na **Figura 3.4**. Na barra 2, é conectada uma carga total de 2500 W e 2300 var, a qual é composta por uma parcela que pode ser representada como impedância constante e um grupo de motores representados por um motor equivalente. A tensão da fonte, que representa o sistema alimentador, é ajustada de modo que a tensão na barra 2 seja igual à tensão nominal do compensador e da carga, que é de 220 Volts entre fases. Os níveis de tensão e as potências utilizadas nas simulações devem-se à previsão de realização de ensaios de laboratório para confirmar os resultados teóricos. Como compensador, neste caso, será utilizada uma máquina de rotor bobinado de 3hp/220 V.

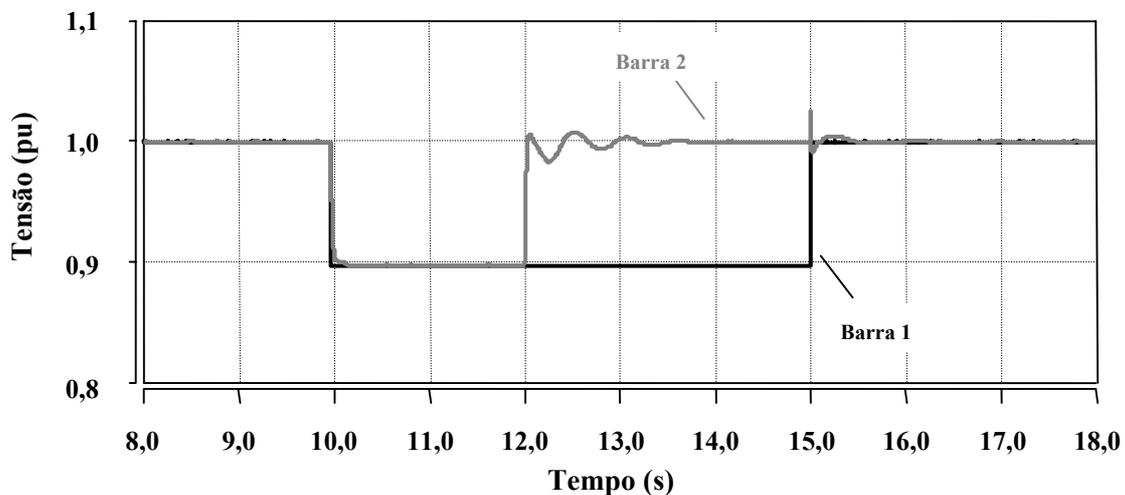


**Figura 3.4** - Diagrama unifilar do sistema simulado.

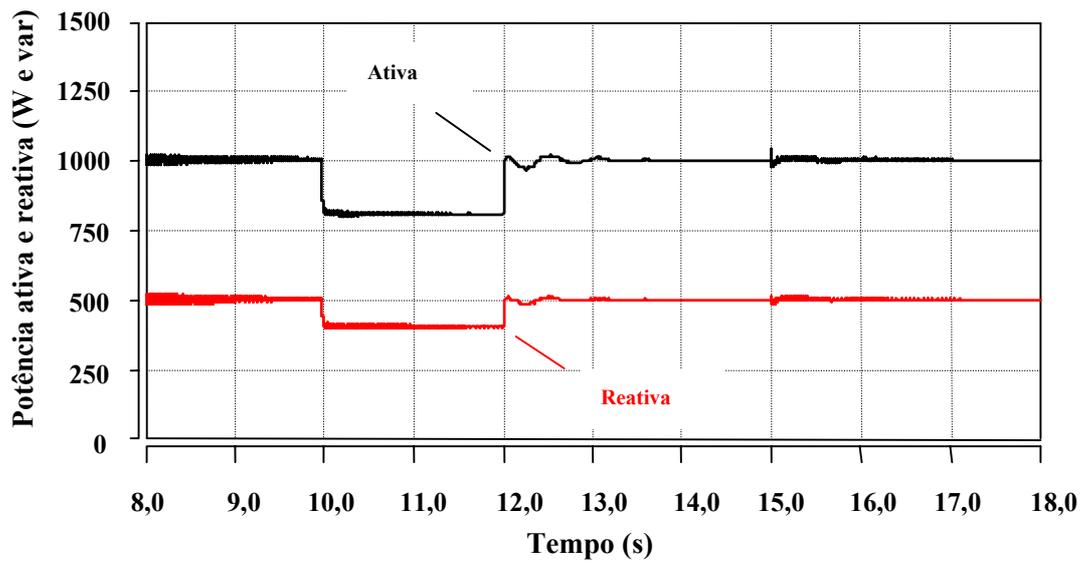
O rotor do compensador é alimentado com 4,5V/0,5Hz. No instante  $t_1 = 10,0$  s, a tensão da fonte é reduzida de modo a simular uma falha no circuito alimentador. No instante  $t_2 = 12,0$  s, a tensão de alimentação do rotor é elevada para 11,0 V. Deve-se notar que este tempo de resposta é apenas para permitir a visualização do efeito da queda de tensão no sistema e não corresponde ao tempo de resposta do compensador. Posteriormente, em  $t_3 = 15,0$  segundos, a tensão da fonte é restabelecida em seu valor

inicial. Neste ponto, a resposta do compensador é considerada instantânea, ajustando-se a tensão do conversor de volta a 4,5V.

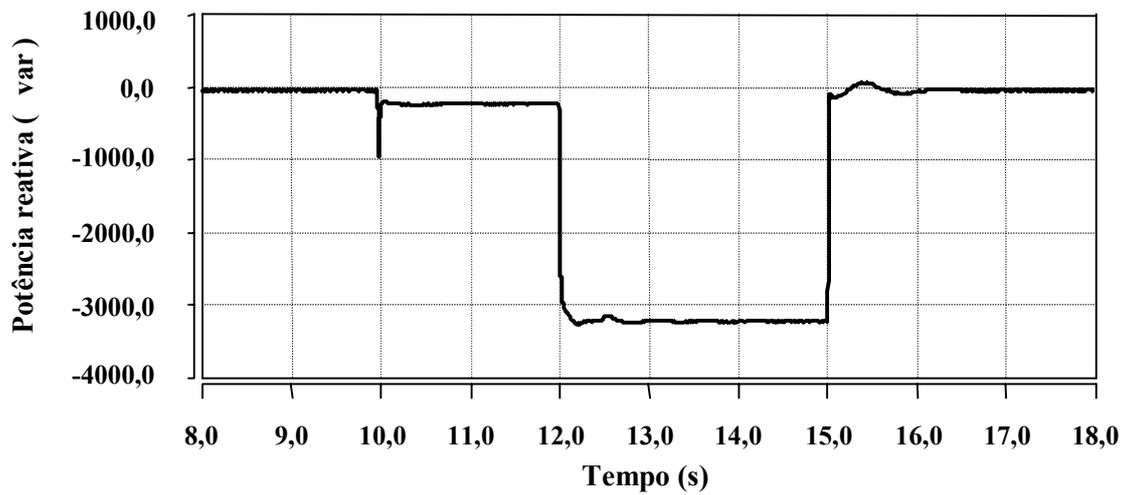
A eficácia do compensador em manter as condições operativas do sistema dentro do especificado pode ser vista nas **Figuras 3.5 a 3.9**. A **Figura 3.5** permite acompanhar a variação da tensão nas duas barras do sistema, mostrando que a variação da tensão de excitação do compensador traz a tensão da sua barra terminal para o valor nominal. Nesta figura, o valor de 1 p.u. corresponde à tensão pré-falta, sendo que as bases de tensão terminal do compensador e da tensão do sistema são diferentes. Com isto, a potência da carga é restabelecida, conforme mostrado na **Figura 3.6**. A **Figura 3.7** mostra, conforme esperado, que o compensador apresenta característica capacitiva (o modelo utilizado na simulação adota a convenção de motor, logo uma potência negativa está saindo da máquina), e a **Figura 3.8** mostra a variação da potência fornecida pelo conversor ao rotor. Esta figura indica uma relação entre a potência reativa no estator do compensador e a componente de potência ativa no rotor. A **Figura 3.9** mostra que, após um transitório eletromecânico, o compensador continua a operar na mesma velocidade inicial, a qual é estabelecida pela frequência de alimentação do rotor.



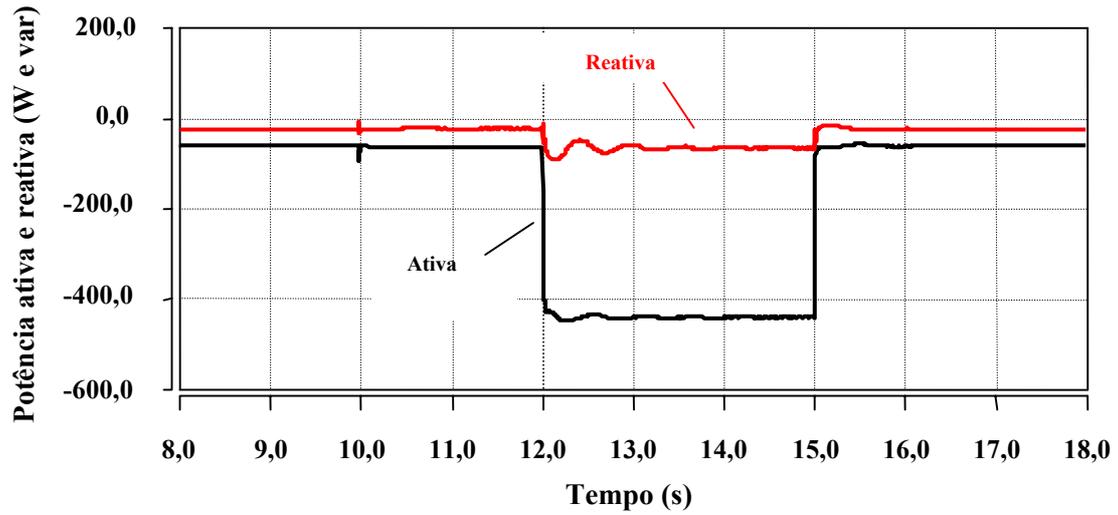
**Figura 3.5** - Tensão em pu das barras 1 e 2 do sistema.



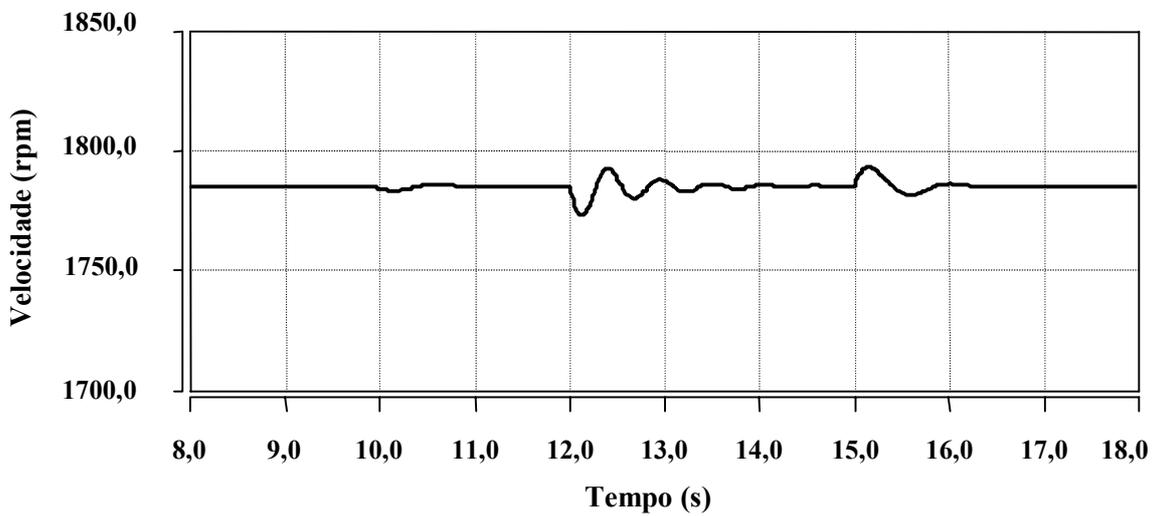
*Figura 3.6 - Potência ativa e reativa trifásica na carga estática.*



*Figura 3.7 - Potência reativa trifásica no estator do compensador.*



*Figura 3.8 - Potência ativa e reativa trifásica no conversor do rotor do compensador.*



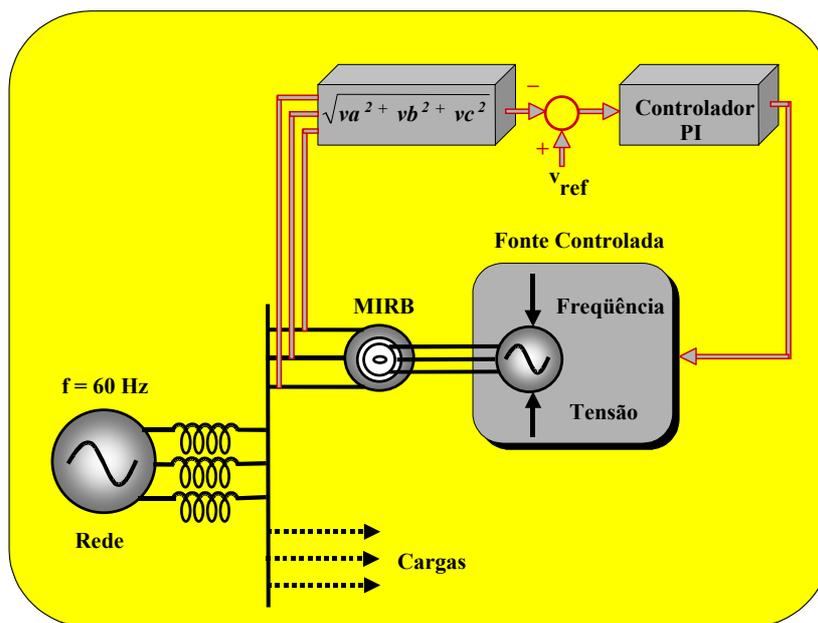
*Figura 3.9 - Velocidade do compensador.*

### 3.2.1 Estratégia de Controle para o Sistema Simulado

Nesta seção será investigado o desempenho do compensador quando a tensão de excitação do rotor for controlada por um regulador automático de tensão. O sistema implementado consiste na comparação do indicador de tensão na barra controlada com um valor de referência, sendo que o erro é usado como entrada de um regulador Proporcional Integral (PI). A tensão na barra controlada é obtida medindo-se a tensão de fase para neutro das três fases e efetuando-se

$$v_{med} = \sqrt{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2},$$

onde  $v_a^2$ ,  $v_b^2$ ,  $v_c^2$  são as tensões instantâneas nas fases  $a$ ,  $b$  e  $c$ , respectivamente. No caso de um sistema equilibrado, mostrou-se no apêndice D que  $v_{med}$  corresponde ao valor eficaz da tensão entre fases. A saída do PI controla diretamente a amplitude da tensão aplicada aos enrolamentos do rotor, como mostra a **Figura 3.10**.



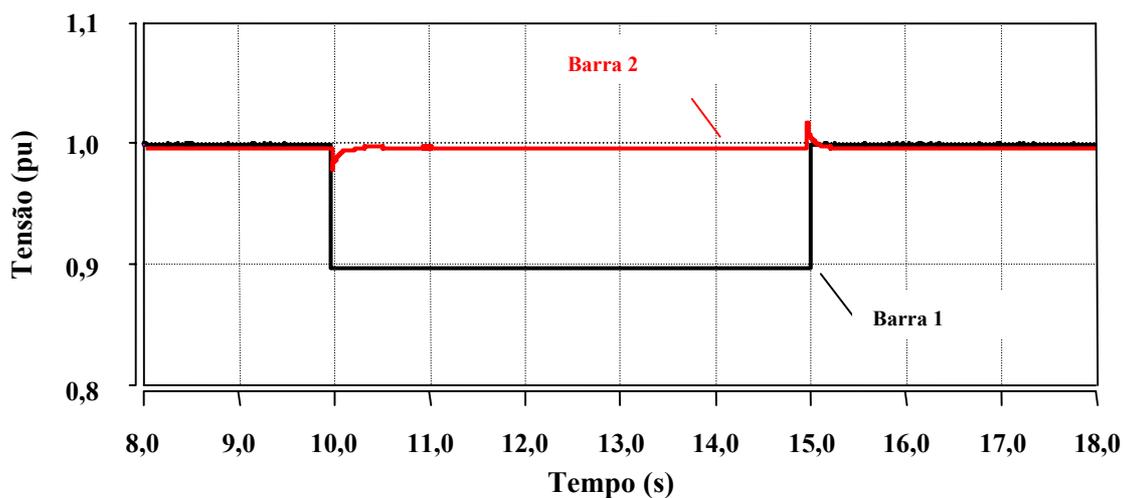
**Figura 3.10** - Diagrama unifilar do sistema simulado.

Foram realizados testes iniciais, onde o rotor era alimentado por um conversor fonte de tensão (VSI) com chaveamento PWM senoidal (*Pulse Width Modulation* ou Modulação por Largura de Pulso). Os primeiros resultados indicaram ser necessário usar frequências de chaveamento da ordem de 2 kHz, o que tornava a simulação extremamente longa. Uma vez que o objetivo desta seção era ressaltar as características

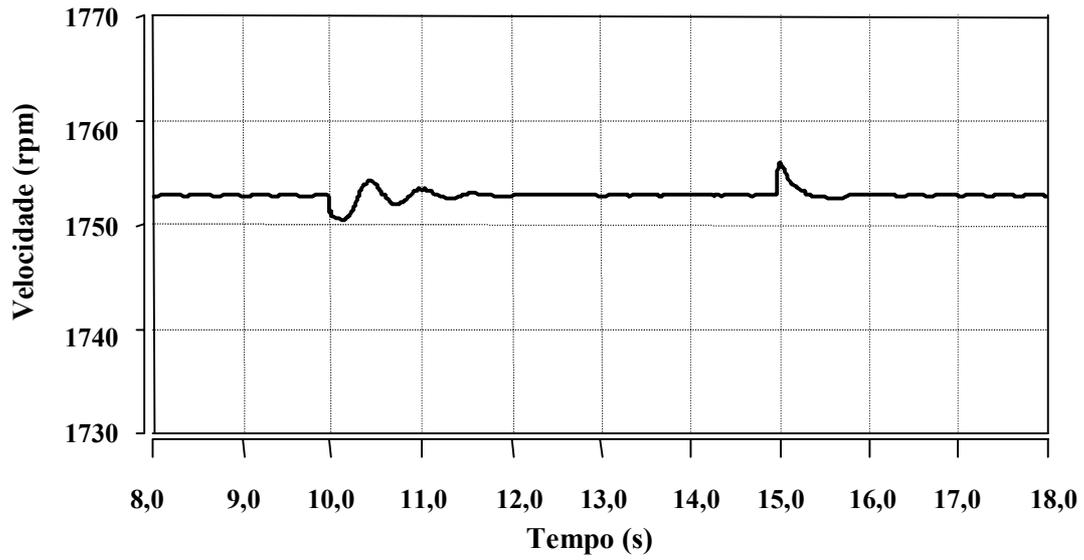
principais do controlador, optou-se, nas simulações, por usar uma fonte de tensão senoidal controlada.

### 3.2.2 Queda de 10% na Tensão do Sistema

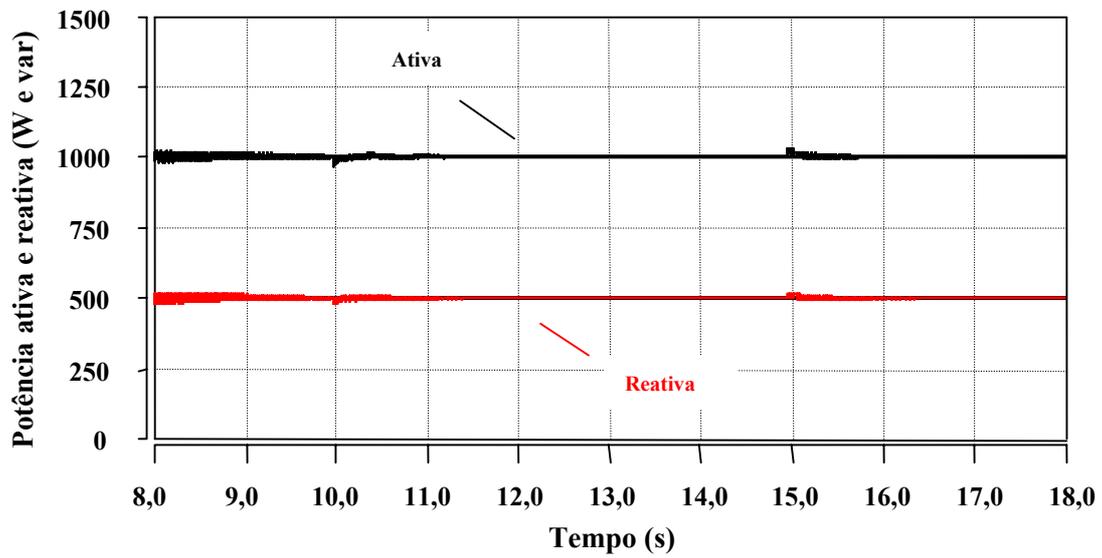
Este caso é semelhante àquele apresentado na seção anterior. No instante de tempo  $t_1 = 10,0$  s, a tensão do sistema é reduzida em 10% e restabelecida em  $t_2 = 15,0$  s. O rotor continua sendo alimentado por uma fonte de tensão senoidal, porém com a magnitude controlada pelo regulador de tensão, conforme mencionado na seção anterior. O desempenho do compensador no controle da tensão da sua barra terminal pode ser visto nas *Figuras 3.11 a 3.17*. A *Figura 3.11* mostra que a atuação do compensador mantém a tensão da barra controlada praticamente inalterada, enquanto a tensão do sistema é reduzida. Deste modo, a carga alimentada não sofre interrupção de fornecimento. Isso pode ser visto na *Figura 3.12*, que mostra que a velocidade do motor sofreu apenas pequenas variações durante os instantes de aplicação e eliminação da falta no sistema. A *Figura 3.13* mostra a potência absorvida pela carga estática. A *Figura 3.14* mostra que o regulador de tensão impõe ao rotor uma tensão próxima daquela utilizada na seção anterior e as *Figuras 3.15 e 3.16* podem ser comparadas com as *Figuras 3.7 e 3.8*. A *Figura 3.17* mostra, após a atuação do compensador, a corrente adiantada com relação a tensão no estator, indicando que a MIRB opera com característica capacitiva, compensando com corrente reativa necessária para o restabelecimento da tensão.



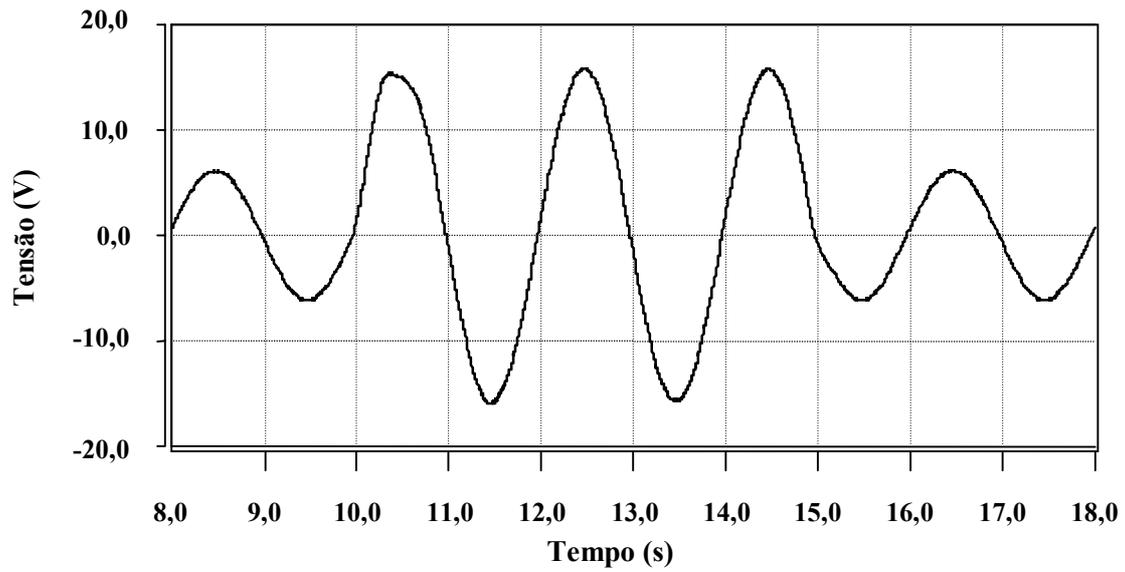
*Figura 3.11 - Tensão em pu das barras 1 e 2 do sistema.*



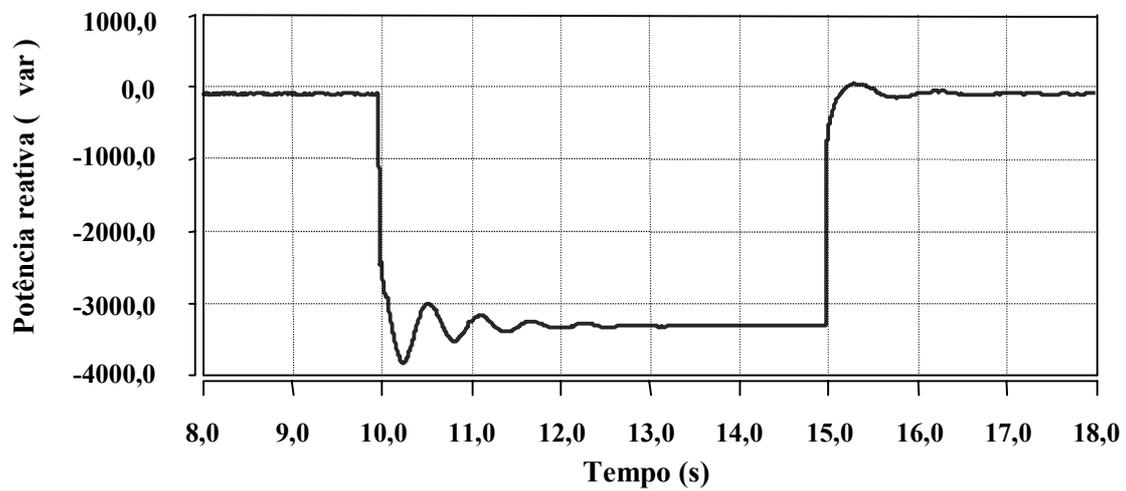
*Figura 3.12 - Velocidade do motor.*



*Figura 3.13 - Potência ativa e reativa trifásica na carga estática.*



*Figura 3.14 - Tensão no rotor do compensador (0,5 Hz).*



*Figura 3.15 - Potência reativa trifásica no estator do compensador.*

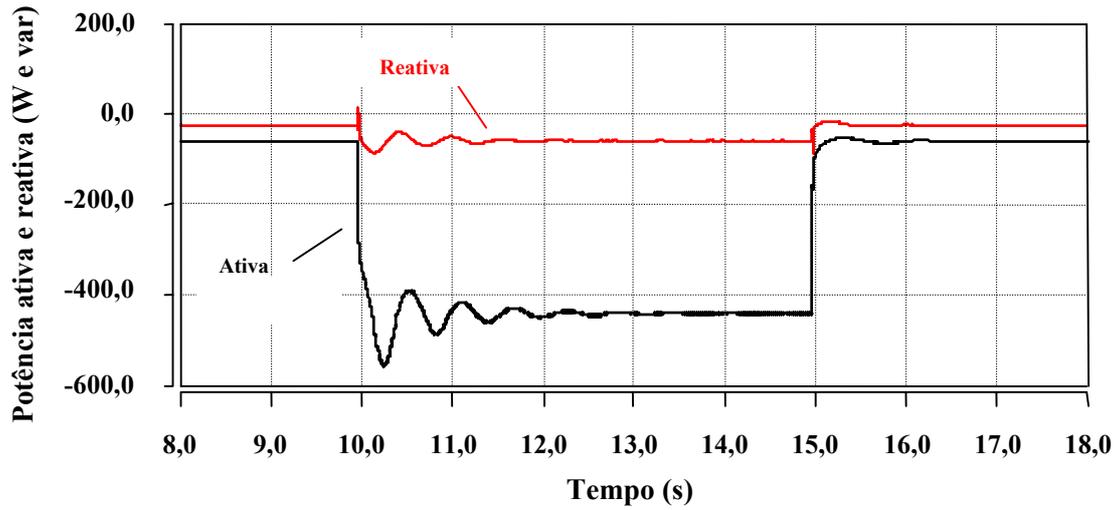


Figura 3.16 - Potência ativa e reativa trifásica no conversor do rotor do compensador.

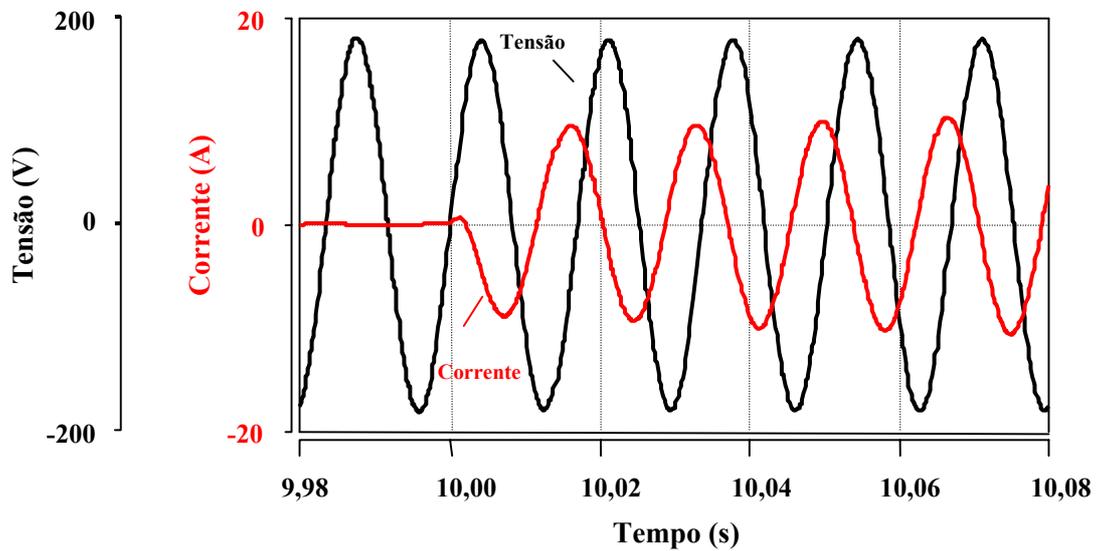


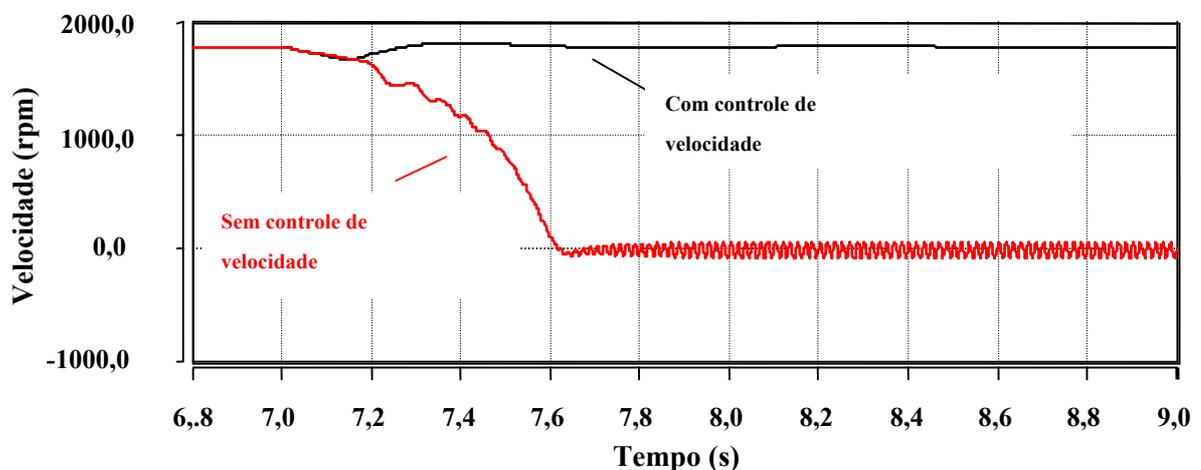
Figura 3.17 - Tensão e corrente no estator do compensador.

### 3.2.3 Operação com Velocidade Variável

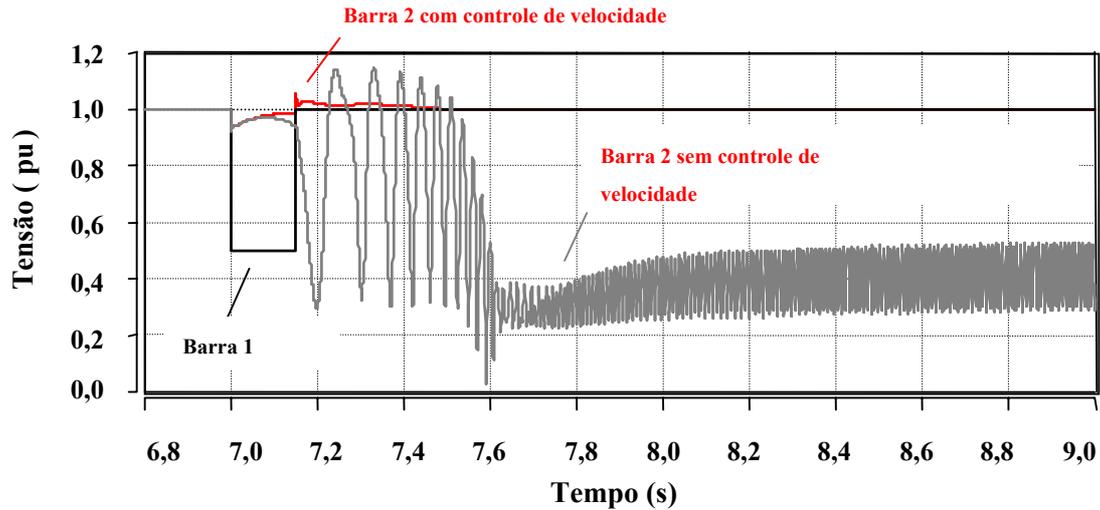
Conforme mencionado anteriormente, uma das grandes vantagens da utilização de uma máquina de indução de rotor bobinado é a possibilidade de desvincular o controle da velocidade do rotor da frequência da rede, utilizando um conversor de potência que precisa ser dimensionado apenas para a potência de escorregamento. Deste modo, limitando-se a faixa de variação da velocidade em regime permanente, pode-se utilizar um conversor com potência inferior a 25% da potência nominal da máquina. Isso permite o uso deste sistema em níveis de potência mais elevados.

O objetivo desta seção é explorar os efeitos desse desacoplamento da velocidade do compensador e a frequência do sistema.

O sistema em análise é o mesmo apresentado na seção anterior. A simulação consiste na redução da tensão do sistema a 50% do seu valor de regime permanente por 0,150 segundos. A **Figura 3.18** permite comparar o desempenho do sistema com e sem o controle da frequência do rotor. Ela mostra que se a frequência do rotor é mantida constante, o compensador perde o sincronismo. Porém, se a frequência de alimentação do rotor é alterada, de modo a permitir um acompanhamento da sua velocidade, não só o sincronismo é mantido, como a tensão da barra controlada é mantida bem próxima do valor desejado, conforme mostrado na **Figura 3.19**. Devido à ausência de uma estratégia de controle adequada, nessa simulação, a frequência do rotor sofreu manualmente uma variação linear de 0,5 Hz a 3 Hz durante o período do distúrbio. Após a eliminação do distúrbio, essa frequência foi restaurada a seu valor inicial.



**Figura 3.18** - Velocidade do compensador com e sem controle.



*Figura 3.19 - Tensão em pu das barras 1 e 2 do sistema com e sem controle de velocidade.*

### 3.2.4 Injeção de Potência por alguns Segundos

Nesta seção será visto como a energia cinética armazenada nas partes girantes de uma máquina pode ser usada para suprir ou absorver potência ativa em um sistema elétrico por pequenos intervalos de tempo. Essa conversão de energia dispensa a presença de dispositivos mecânicos conectados no eixo.

Sabendo-se que a velocidade do rotor da MIRB ( $\omega_r$ ) pode ser variada em um intervalo de tempo, nós podemos afirmar que a energia armazenada nas partes girantes ( $W$ ) irá variar. O fluxo de potência ( $P$ ), causado por esta variação, é dado por:

$$W_1 = \frac{1}{2} J \omega_{r1}^2 J$$

$$W_2 = \frac{1}{2} J \omega_{r2}^2 J$$

$$\Delta W = W_2 - W_1 J$$

$$P = \frac{\ddot{A} W}{\ddot{A} t} = \frac{1}{2} J \frac{(\omega_{r2}^2 - \omega_{r1}^2)}{\Delta t} W,$$

onde  $W$  é a energia cinética armazenada em uma massa com inércia  $J$  e girando a uma velocidade angular  $\omega$ .

Portanto, um decréscimo na velocidade do rotor resultará em uma diferença no balanço de energia. Essa energia transformada em potência ativa suprirá a rede elétrica. Por outro lado, um acréscimo na velocidade do rotor extrairá do sistema elétrico uma energia em forma de potência ativa.

A seguir, será apresentado o uso da MIRB para a injeção de potência ativa no sistema por um período de alguns segundos. Aplicações desta natureza têm sido destacada como uma das vantagens da MIRB sobre a máquina síncrona.

Nesta simulação, o conversor impõe uma variação linear na frequência do rotor de 0,5 Hz a 3 Hz em 4 segundos, conforme mostrado na **Figura 3.20**. Como a máquina utilizada possui 4 pólos, pode-se identificar que a velocidade inicial corresponde a uma frequência de escorregamento de 0,5 Hz e a velocidade final, a 3 Hz. A inércia total do compensador é de 0,329 kg.m<sup>2</sup>. Deste modo, a variação da energia cinética armazenada pode ser calculada por

$$W_1 = \frac{1}{2} J \omega_1^2 = \frac{1}{2} 0,329 \times 187^2 = 5752,40 \text{ Joules}$$

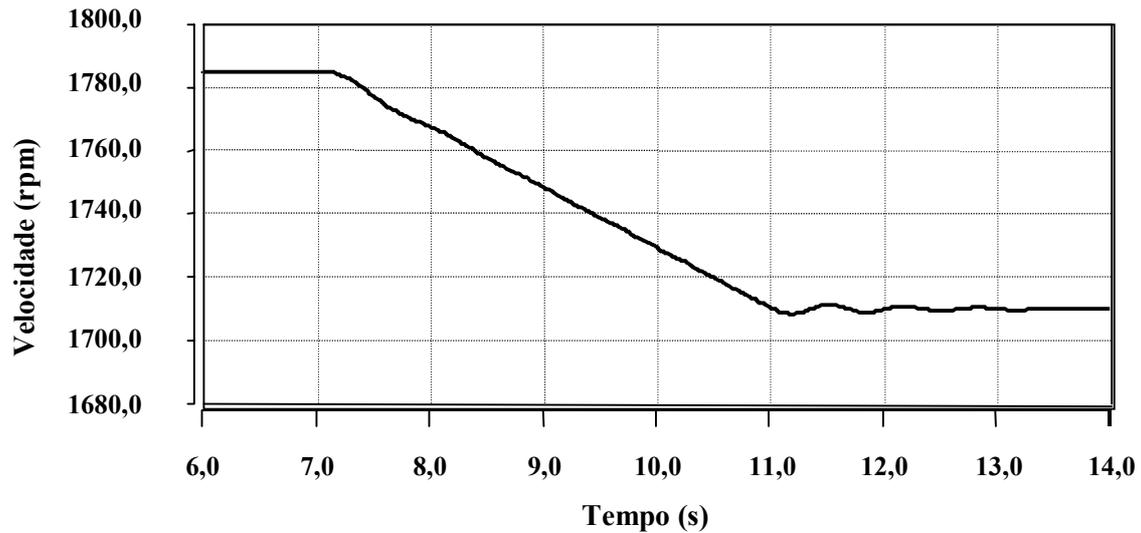
$$W_2 = \frac{1}{2} J \omega_2^2 = \frac{1}{2} 0,329 \times 179^2 = 5270,75 \text{ Joules}$$

$$\Delta W = W_2 - W_1 = -481,65 \text{ Joules}$$

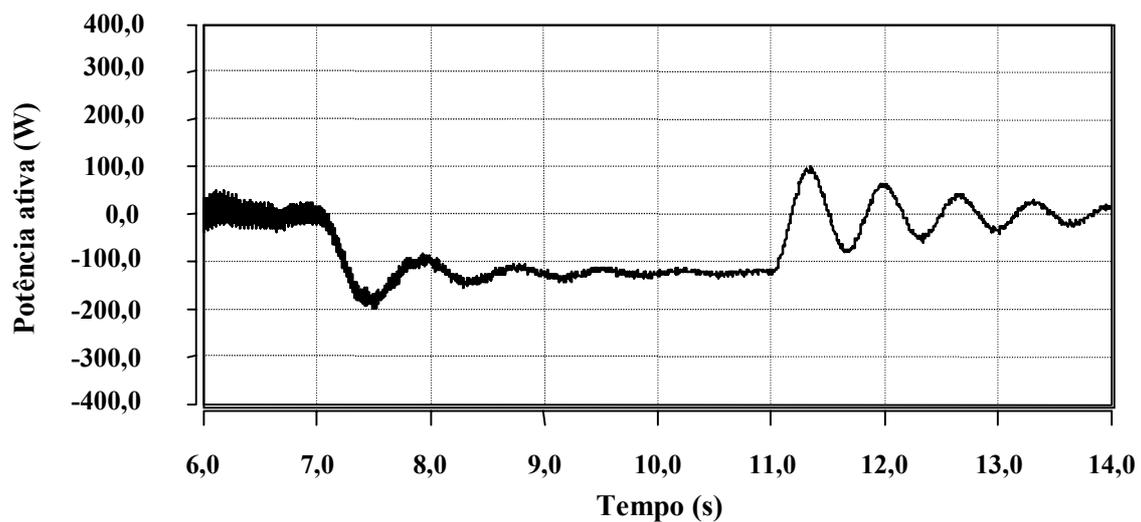
A **Figura 3.21** mostra que, com a variação linear da velocidade, o compensador injeta uma potência praticamente constante durante o período de variação. Com os valores calculados acima, pode-se estimar esta potência como

$$P = \frac{\Delta W}{\Delta t} = -\frac{481,65}{4} = -120,40 \text{ W}$$

que corresponde ao valor indicado na **Figura 3.21**. Esse mecanismo permite que se utilize o compensador como uma UPS para curtos intervalos de tempo.



*Figura 3.20 - Variação da velocidade do compensador.*



*Figura 3.21 - Potência ativa trifásica no estator do compensador.*

### 3.3 Estratégia de Controle Vetorial

Nas primeiras simulações realizadas, observou-se um baixo desempenho dinâmico do sistema implementado e começou-se a investigar outras alternativas de controle. Optou-se, então, por um sistema com controle vetorial mostrado na **Figura 3.22**, conforme sugerido por Leonhard em [17] e derivado nas equações (76), (77) e (80). Este sistema trata, de maneira desacoplada, do controle das potências ativa e reativa, através das componentes da corrente do rotor em relação aos eixos “q” e “d”

fixos ao fluxo enlaçado pelo rotor. Como vimos, já havia sido identificada uma relação entre a potência reativa no estator da máquina e a componente de potência ativa no seu rotor.

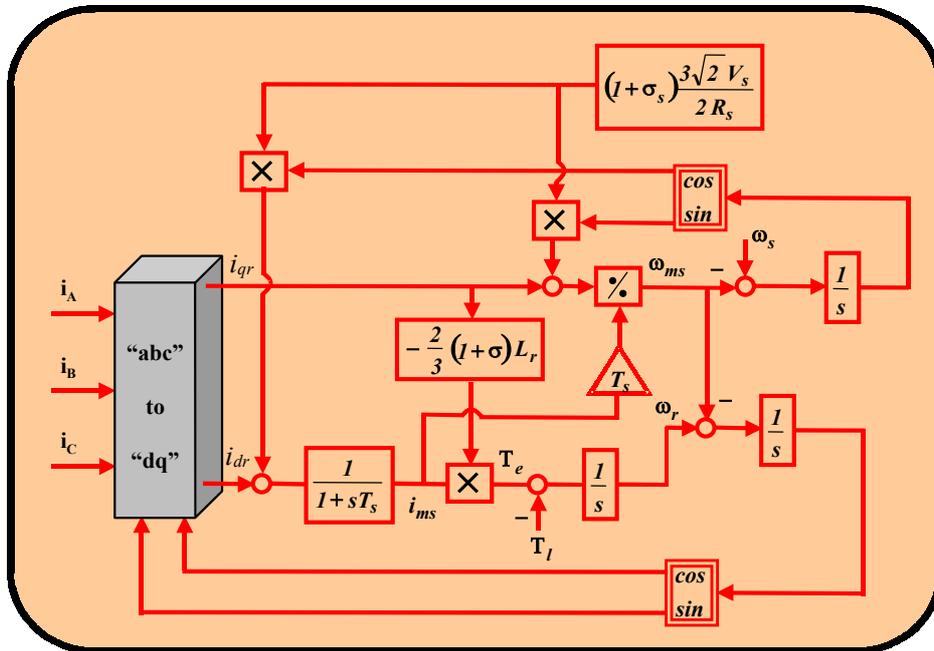
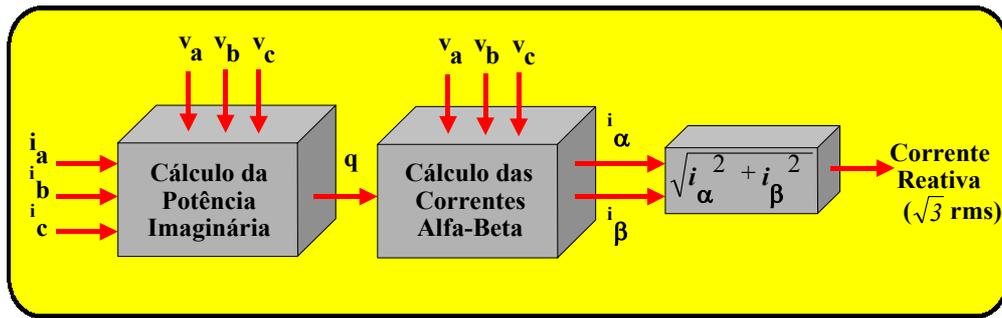


Figura 3.22 - Diagrama de controle vetorial.

A técnica de controle vetorial é aplicada para controlar a corrente que circula no enrolamento do estator da MIRB. Para o sistema de controle sugerido, é necessário o conhecimento da corrente reativa neste enrolamento. Entre algumas alternativas, optou-se pela utilização da teoria de potência ativa e reativa instantânea proposta por Akagi em 1983 [18] para a medição desta corrente reativa. Esta teoria é mais geral quando comparada à convencional, possibilitando um maior entendimento das grandezas físicas encontradas em circuitos elétricos. E ainda, é possível aplicá-la em sistemas onde existem desequilíbrios e distorções, tanto em regime permanente quanto em transitórios. No nosso caso, precisamos identificar a parcela reativa da potência, através das medições de tensões e correntes das fases do compensador. As equações da teoria de potência ativa e reativa usadas, são mostradas no Apêndice E.

A **Figura 3.23** mostra o diagrama de blocos para a medição do valor eficaz da corrente reativa no estator multiplicado por  $\sqrt{3}$ .

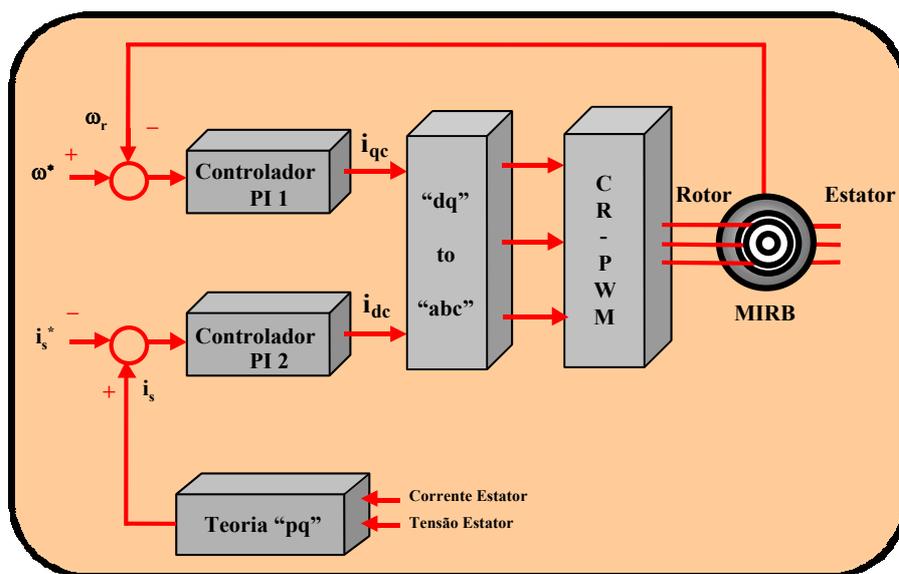


**Figura 3.23** - Diagrama de blocos para o cálculo da corrente reativa.

Como mencionado acima, as componentes de potência ativa e reativas estão desassociadas. Existe, assim, a necessidade de dois reguladores, um para cada componente de corrente do rotor. A parcela ativa do estator da máquina, que está relacionada com a componente “q” da corrente do rotor, tem como referência a velocidade deste rotor. Essa velocidade é comparada com a medida, e o erro é a entrada de sinal do regulador de potência ativa no estator.

Por outro lado, a parcela reativa do estator do compensador, que está relacionada com a componente “d” da corrente do rotor, tem como referência a corrente reativa do estator, que, em pu, é a potência reativa do estator. Esta corrente é comparada com a medida e calculada pela teoria “pq”, e o erro é a entrada de sinal do regulador de potência reativa no estator.

A **Figura 3.24** mostra essas relações e o sinal de referência gerado na saída dos controladores para as componentes “d” e “q” de corrente do rotor.



**Figura 3.24** - Diagrama esquemático dos reguladores.

Os valores de ganhos dos reguladores PI (Controlador PI 1 e PI 2 são os controladores de potência ativa e reativa no estator, respectivamente) foram ajustados por tentativa e erro, entre diversos valores simulados. Os primeiros valores foram para o regulador PI de potência ativa, mantendo-se constante a componente reativa. Este processo deu-se de forma a ajustar um ganho proporcional, sem influência da parte integral, com pequeno erro na resposta. Em seguida, a parte integral foi ajustada para integrar esse erro, e a resposta verificada através de simulação.

Para o ajuste dos dois controladores, procurou-se um conjunto de ganhos, partindo dos valores encontrados nas simulações para o controlador PI de potência ativa, para melhor resposta da parcela reativa, comparando a respostas conhecidas de outros métodos de compensação de reativos.

É importante ressaltar a forte interação entre as respostas dos reguladores, levando a exaustivo processo de simulação.

Podemos afirmar, ao observar as respostas do sistema, que os reguladores estão ajustados, sendo necessária apenas a otimização dos mesmos, o que está previsto em trabalhos futuros.

### 3.3.1 Compensação de Reativos

O diagrama unifilar mostrado na **Figura 3.25** representa o sistema simulado para o caso de compensação de reativos. Por simplicidade, utilizou-se uma fonte no lado corrente contínua (CC) do conversor, eliminado a necessidade de controle de tensão no capacitor e nas chaves de um conversor bidirecional real. Nesta simulação, o compensador que, inicialmente, está operando com -1pu de potência reativa, ou seja, está com uma característica de compensação *capacitiva*, tem sua referência de corrente reativa ajustada para 1pu, passando a operar com potência reativa, ou seja, com uma característica de compensação *indutiva*. Para esse sistema simulado, os valores em “pu” têm como base os valores de tensão e corrente nominais de uma máquina de indução de rotor bobinado de 3 HP.

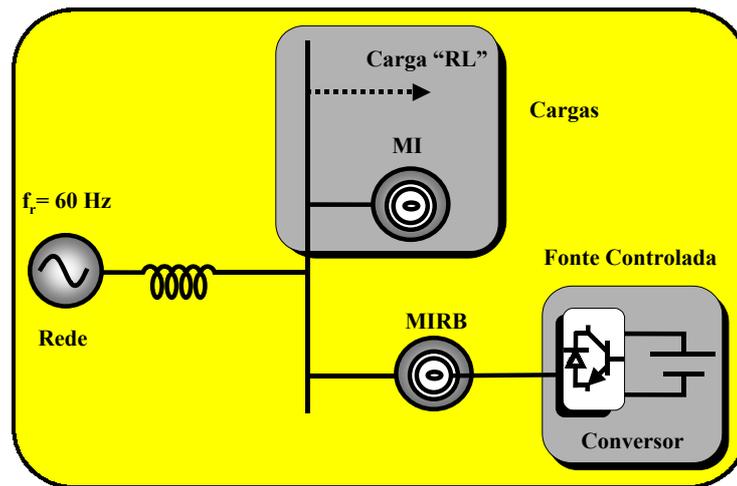


Figura 3.25 - Diagrama unifilar do sistema simulado.

A **Figura 3.26** mostra as correntes reativa medida e de referência do estator da MIRB. Nota-se um tempo de resposta total do sistema de controle de aproximadamente 25ms para uma transição da referência citada acima. Na saída do regulador, teremos a corrente na componente “d” de corrente do rotor.

Este resultado mostra que o sistema de controle implementado tem um desempenho muito superior ao simulado na seção 3.2.2, onde o controle era sobre a amplitude da tensão do rotor. A **Figura 3.15** mostrou a resposta da potência reativa simulada para este controle, onde pode-se observar um maior tempo de acomodação, *overshot* e amplitude das oscilações.

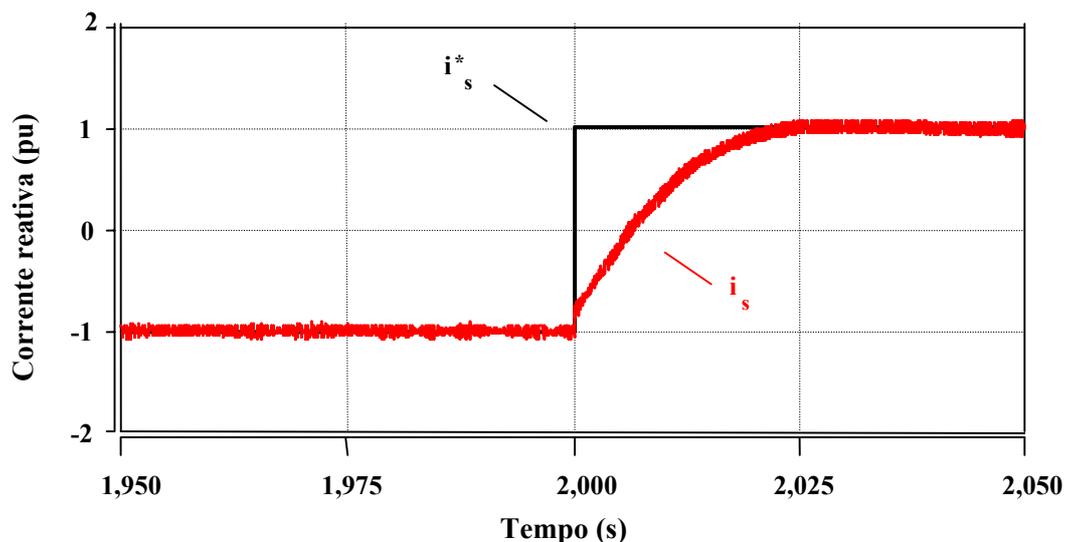
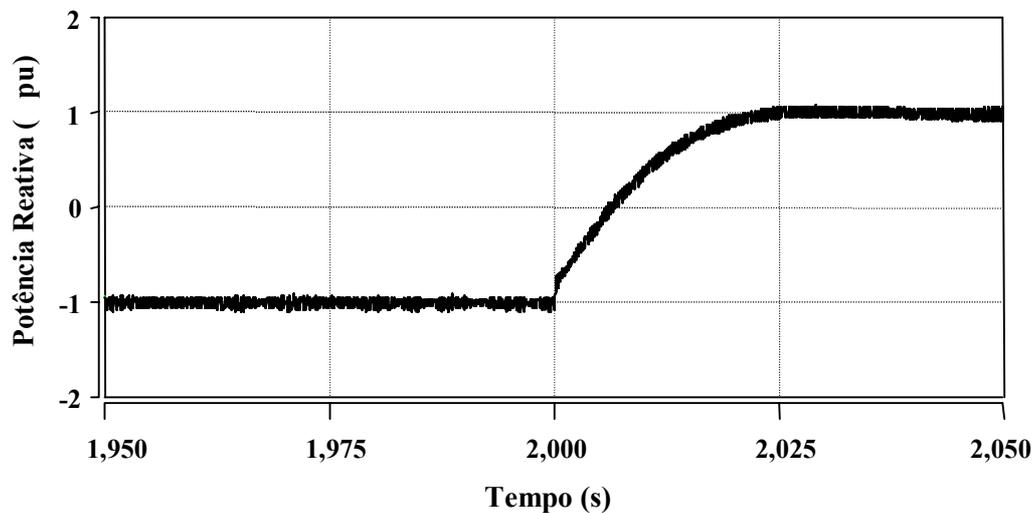


Figura 3.26 - Corrente de referência e medida em pu no estator do compensador.

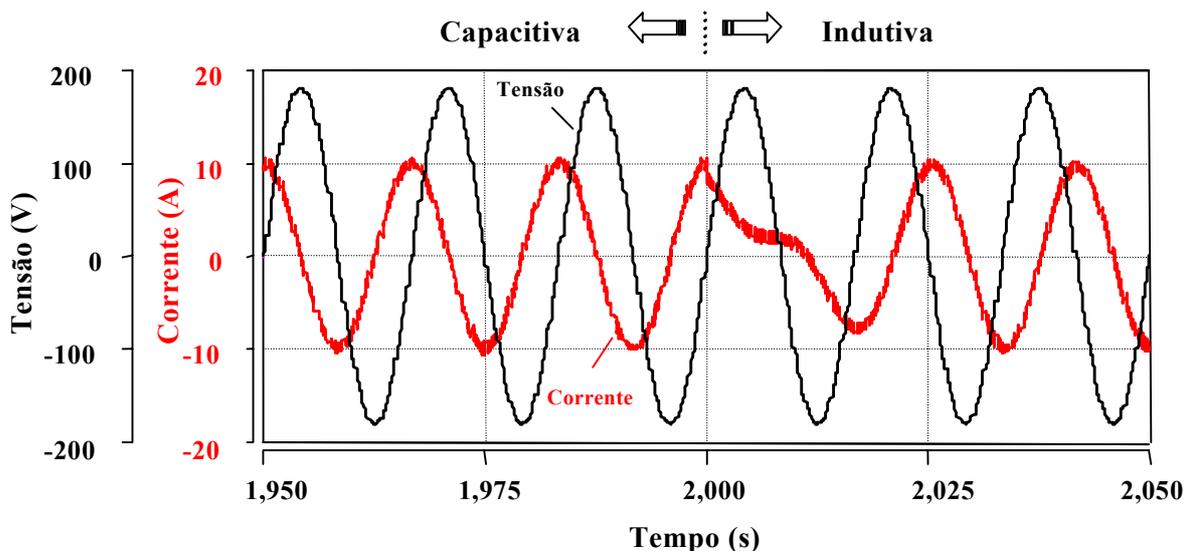
A **Figura 3.27** mostra a potência reativa no estator do compensador. Observa-se, uma vez que os valores de corrente e tensão estão em pu, que o resultado é semelhante

ao encontrado na **Figura 3.26** para o valor medido. Este gráfico mostra como a MIRB pode se comportar como um compensador síncrono. Nota-se uma relação entre a componente de corrente na coordenada “d” do rotor com a potência reativa no estator.



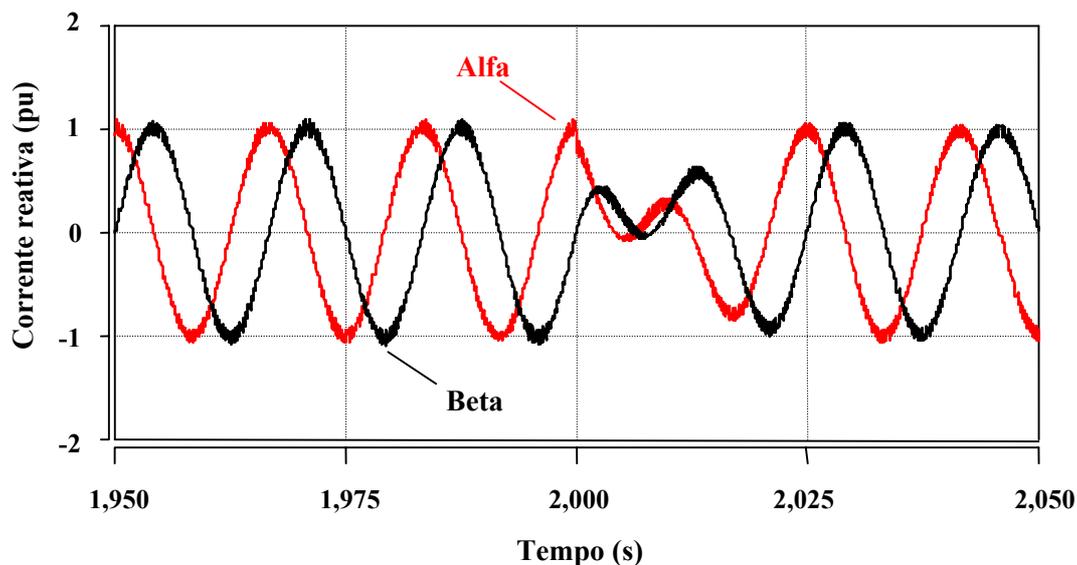
**Figura 3.27** - Potência reativa trifásica em pu no estator do compensador.

A **Figura 3.28** mostra a tensão e a corrente no estator da MIRB no instante da transição. Nota-se que até o instante  $t = 2,000$  segundos, a corrente está adiantada em relação à tensão, o que caracteriza um fator de potência capacitivo. Após este instante, a corrente se atrasa em relação à tensão, levando a um fator de potência de característica indutiva.



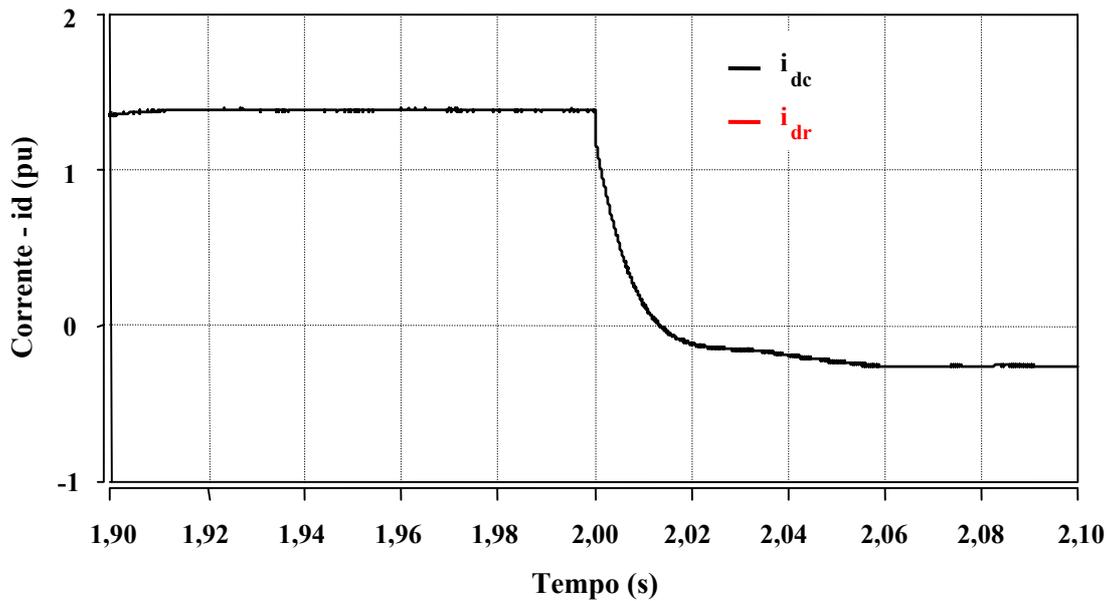
**Figura 3.28** – Tensão e corrente no estator do compensador.

A **Figura 3.29** mostra as correntes reativas do estator da MIRB nas componentes “alfa” e “beta” calculadas pela teoria de potência ativa e reativa instantânea. A composição destas correntes irão gerar a corrente reativa usada pelo controle. O sinal desta corrente é dado pelo sinal da potência reativa, ou seja, se o sinal da potência é positivo indica que a corrente tem característica indutiva. Por outro lado, se o sinal é negativo, a característica da corrente é capacitiva.



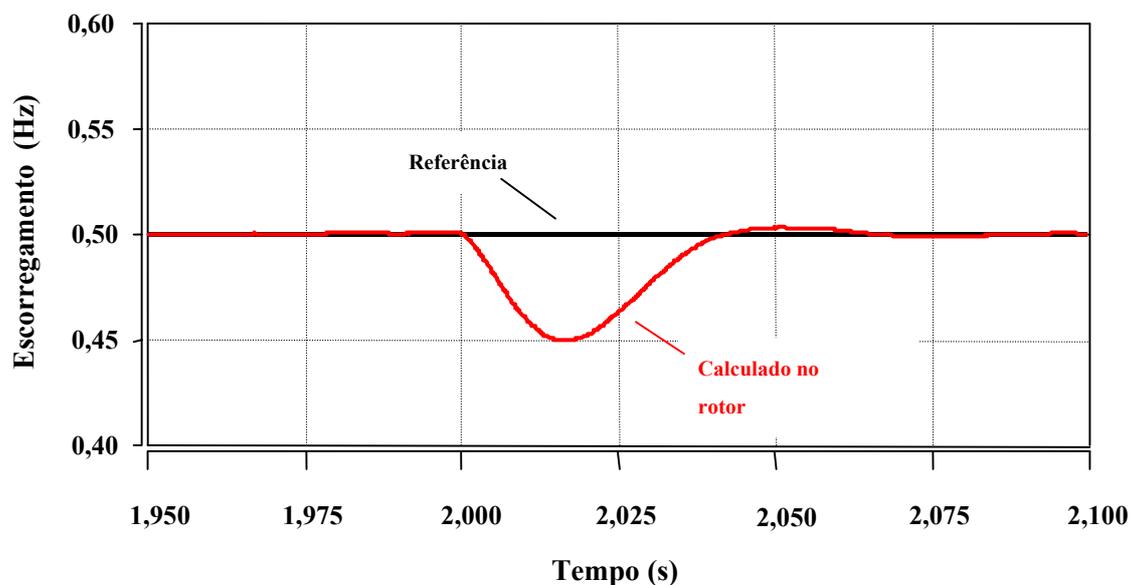
**Figura 3.29** - Corrente reativa nas componentes alfa e beta no estator do compensador.

A **Figura 3.30** mostra a corrente calculada no rotor do compensador e transformada para a referência “d” e o seu valor calculado pelo Controlador PI 2. Pode-se observar que até o instante  $t = 2,000$  segundos, a corrente ultrapassa o valor normalizado; isto deve-se ao fator  $3/2$  inerente à transformada de Park invariante em potência.



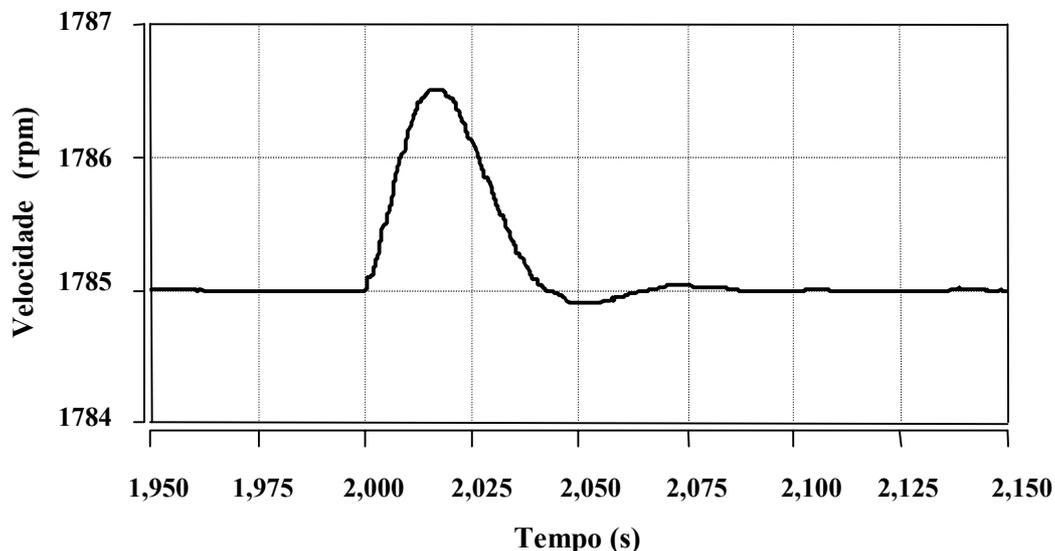
*Figura 3.30 - Corrente calculada no rotor e pelo controle da componente "d" do compensador.*

A **Figura 3.31** mostra o escorregamento calculado no rotor e de referência da MIRB. Nota-se um tempo de resposta do sistema de controle de menos que 50ms para ajustar-se ao novo ponto de operação imposto pela transição na referência do controle de reativos do estator. Os valores dos controladores foram ajustados para uma melhor resposta da malha de potência reativa. Na saída do regulador, teremos a corrente na componente "q" da corrente do rotor.



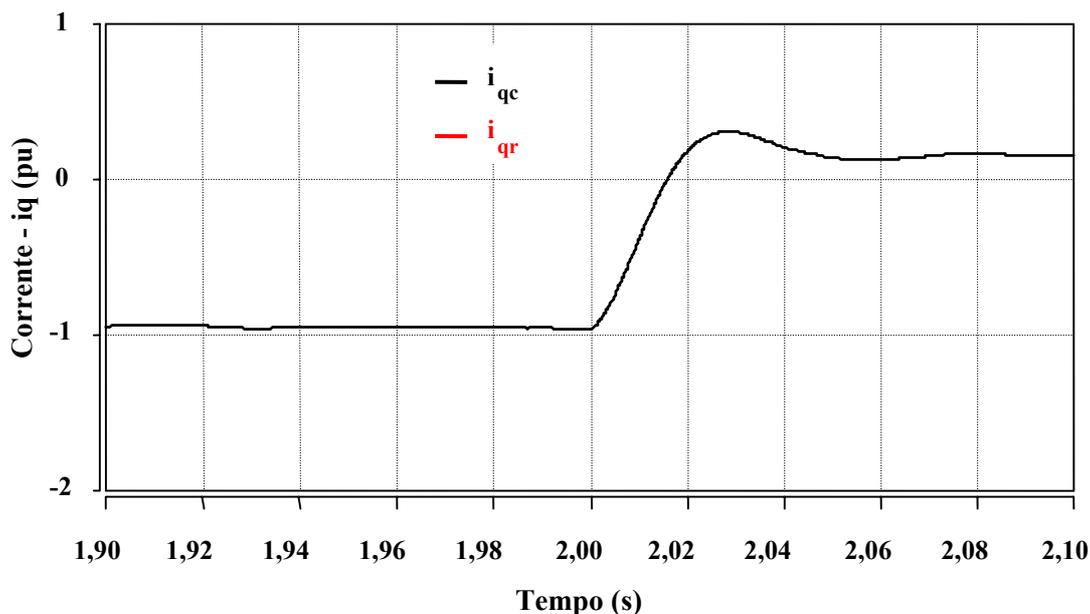
*Figura 3.31 - Escorregamento de referência e calculado no rotor do compensador.*

A **Figura 3.32** mostra a velocidade da MIRB. Este resultado mostra que o sistema de controle implementado tem um desempenho muito superior ao simulado na seção 3.2, onde o controle era sobre a amplitude da tensão do rotor. A **Figura 3.9** mostrou a resposta da velocidade do compensador para aquele controle.



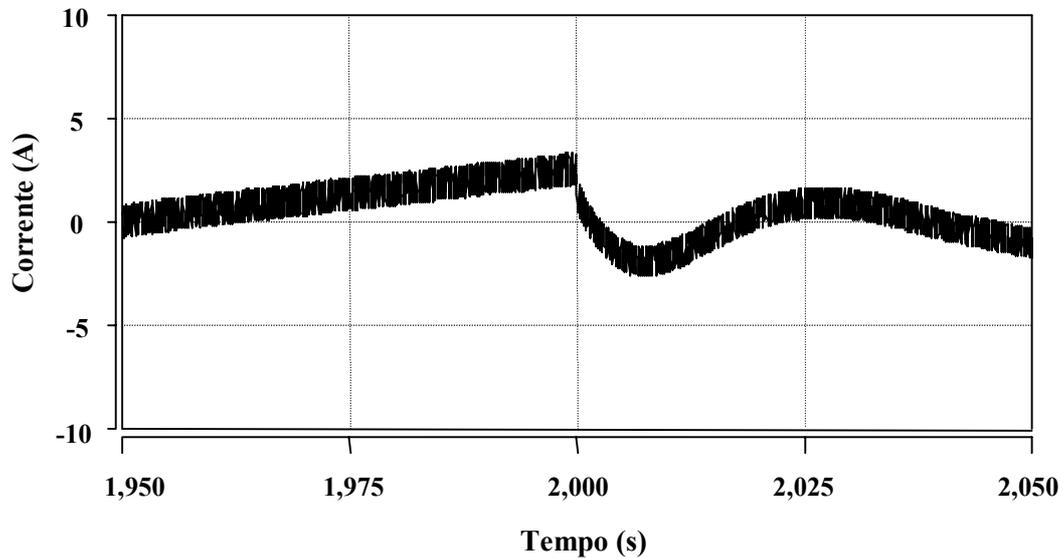
**Figura 3.32** - Velocidade do compensador.

A **Figura 3.33** mostra a corrente calculada no rotor do compensador e transformada para a referência “q” e o seu valor calculado pelo controle. A corrente calculada é gerada pela componente ativa através do controle da velocidade (escorregamento) da MIRB. Essa componente é responsável pelo sincronismo do compensador.



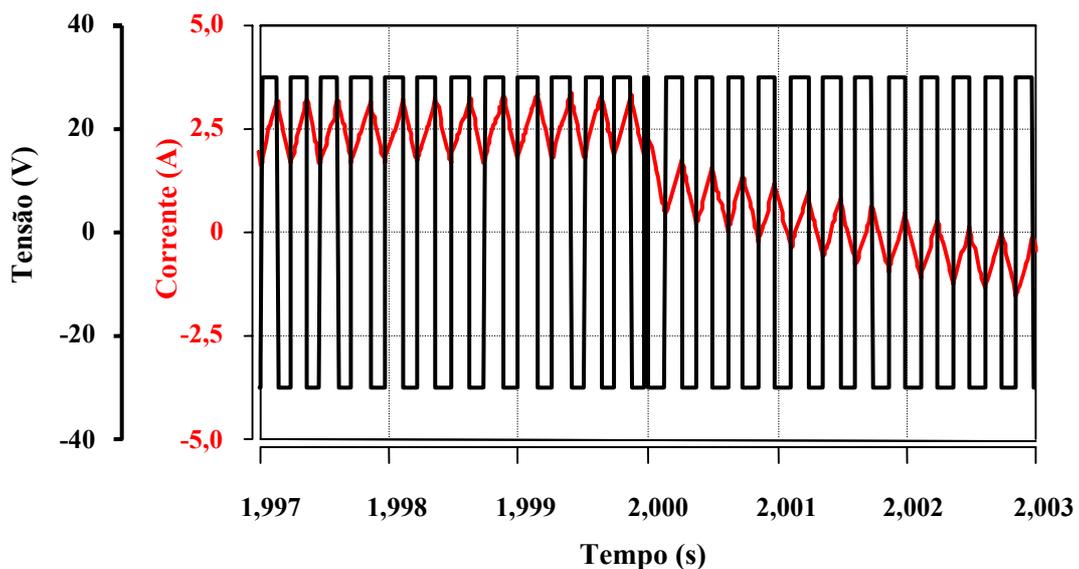
**Figura 3.33** - Corrente calculada no rotor e pelo controle da componente “q” do compensador.

A **Figura 3.34** mostra a corrente em uma fase do rotor do compensador. Pode-se observar a mudança de amplitude e fase no momento de transição da referência de corrente reativa. A corrente apresenta harmônicos devido ao chaveamento do inversor.



**Figura 3.34** - Corrente no rotor do compensador (0,5Hz).

A **Figura 3.35** mostra a tensão entre as fases e a corrente no rotor da MIRB. Nesta simulação, o rotor está sendo alimentado por um conversor VSI, com controle de corrente CR-PWM (*Current Regulated - PWM*), com histerese de  $\pm 0,1$ pu para uma corrente nominal de 15A. Nota-se uma frequência de chaveamento de, aproximadamente, 4kHz.

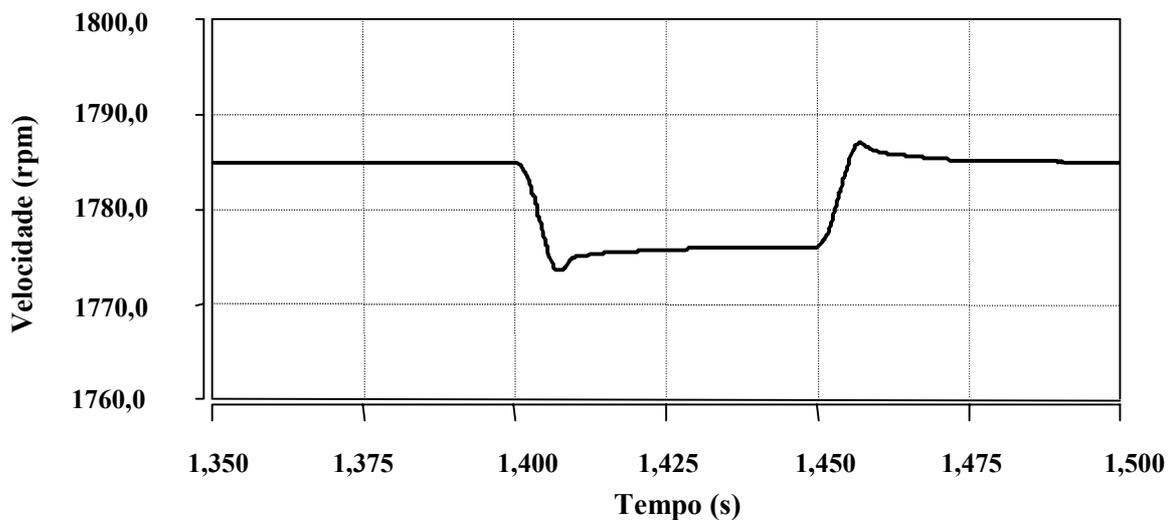


**Figura 3.35** – Tensão e corrente no rotor do compensador.

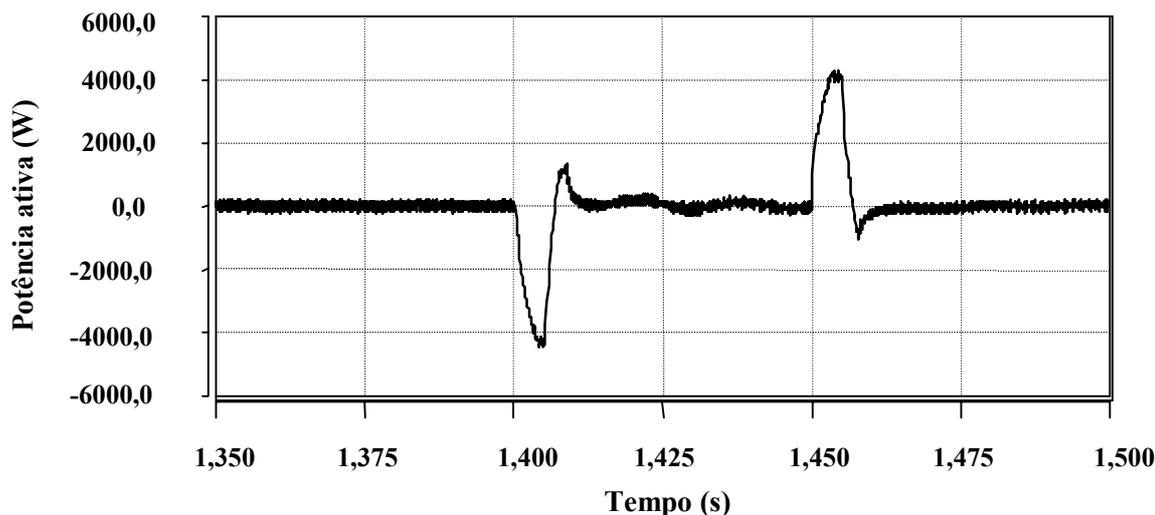
### 3.3.2 Injeção de Potência Ativa

Nesta seção, é apresentado o uso da MIRB para a injeção de potência ativa no sistema, assim como na *Seção 3.2.4*, porém atuando na referência de escorregamento para resposta a uma entrada em degrau e mantendo-se a componente de corrente reativa “d” constante. As *Figuras 3.36* e *3.37* apresentam gráficos de velocidade mecânica e potência ativa no estator do compensador, para o caso em que a frequência de alimentação do rotor seja alterada de forma muito rápida. A *Figura 3.37* mostra que quando a frequência de escorregamento é aumentada, a máquina injeta potência ativa no sistema e quando a frequência é reduzida, há uma absorção de potência ativa.

Já existe uma aplicação comercial, onde uma MIRB de 26,5 MVA, controlada por um conversor de 6,55 MVA [5] é usada para este fim. Se este compensador fosse baseado em um STATCOM [19], este teria de ser de 26,5 MVA e dificilmente teria capacidade de fornecer potência ativa, mesmo que por tempos da ordem de alguns ciclos.

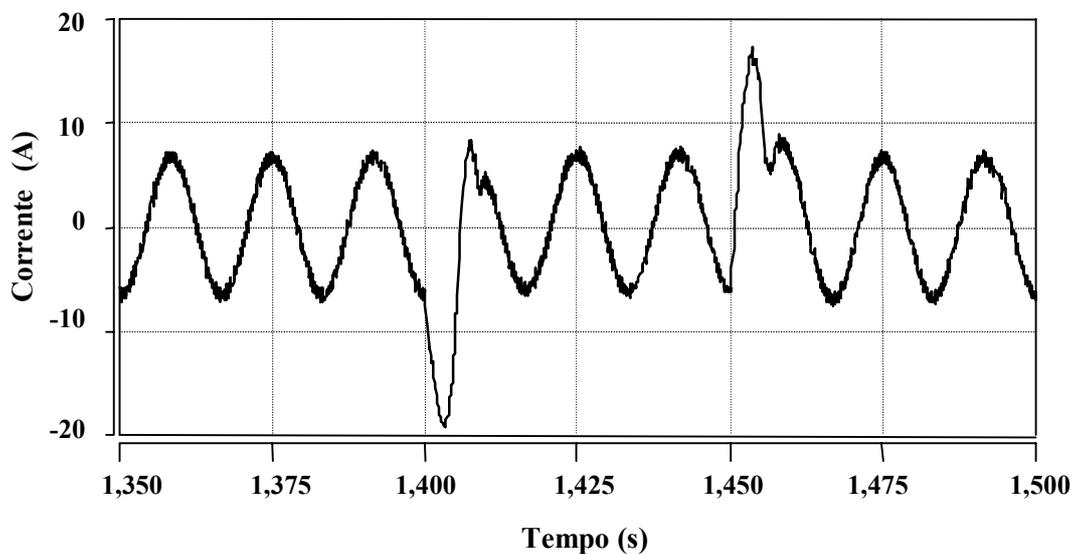


*Figura 3.36 - Velocidade do compensador.*



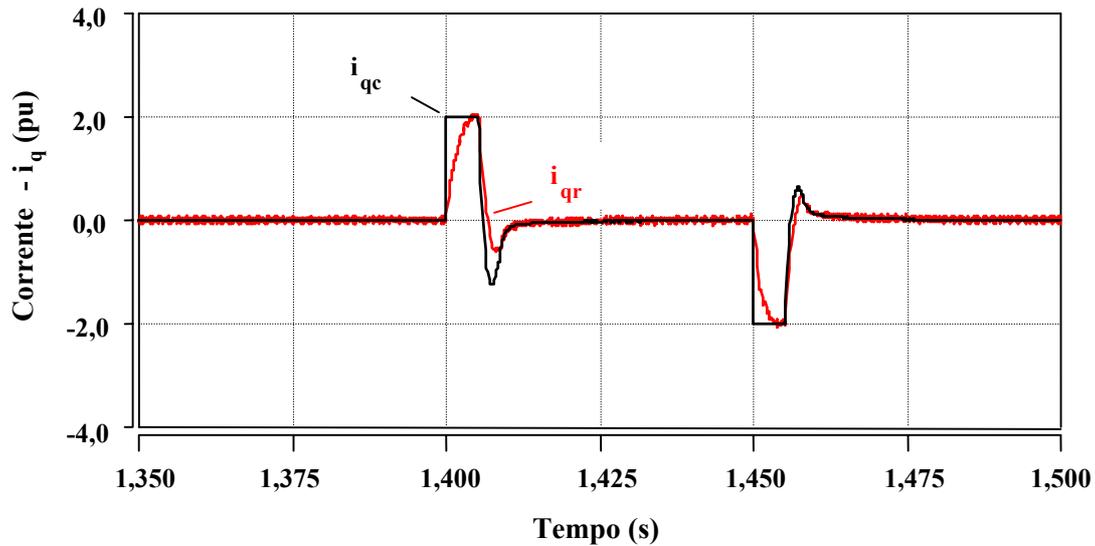
*Figura 3.37 - Potência ativa trifásica no estator do compensador.*

A *Figura 3.38* mostra a corrente no estator da MIRB. Pode-se observar que no instante  $t_1 = 1,400$  e  $t_2 = 1,450$  segundos, há aumento do módulo da corrente que representa uma injeção e uma absorção de potência ativa, respectivamente.



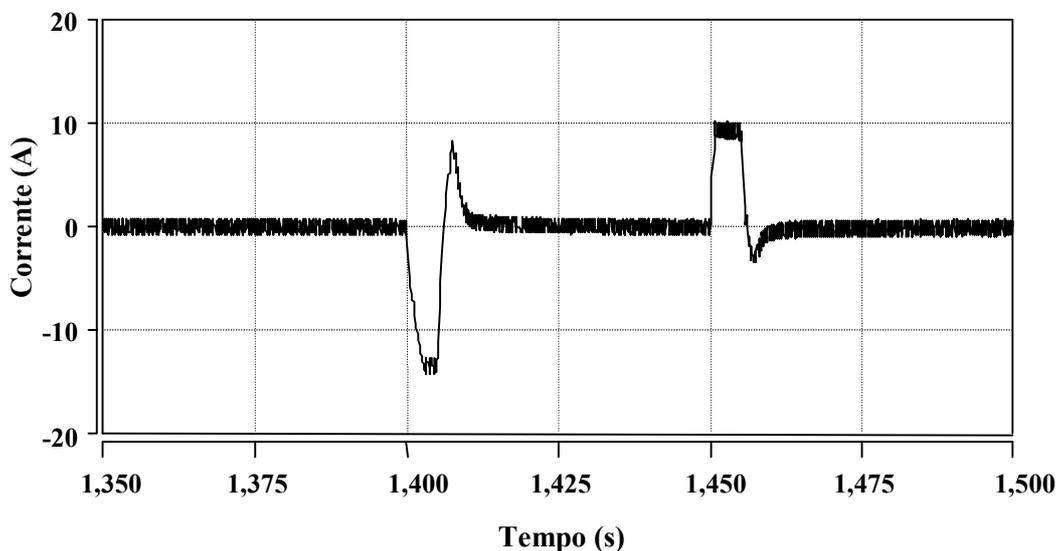
*Figura 3.38 - Corrente no estator do compensador.*

A *Figura 3.39* mostra a corrente medida no rotor do compensador e transformada para a referência “q” e o seu valor calculado pelo controle. Pode-se observar que a corrente calculada no rotor leva em torno de 5ms para alcançar o valor calculado para a rápida transição na referência de velocidade.



*Figura 3.39 - Corrente calculada no rotor e pelo controle da componente “q” do compensador.*

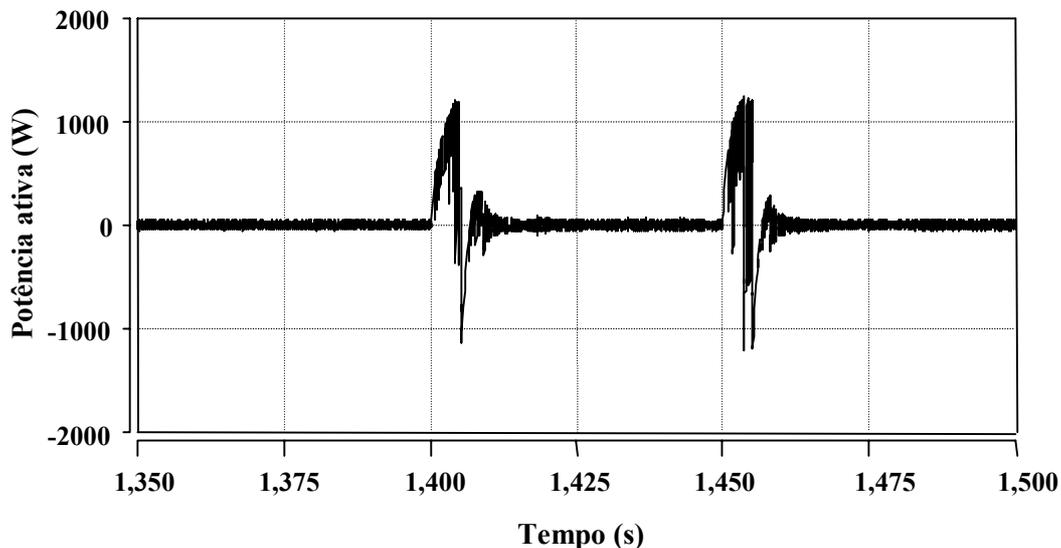
A **Figura 3.40** mostra a corrente no rotor da MIRB. Pode-se observar que no instante  $t_1 = 1,400$  e  $t_2 = 1,450$  segundos, há aumento do módulo da corrente; porém, o comportamento difere do encontrado para o estator, representando uma absorção e uma injeção de potência ativa, respectivamente.



*Figura 3.40 - Corrente no rotor do compensador.*

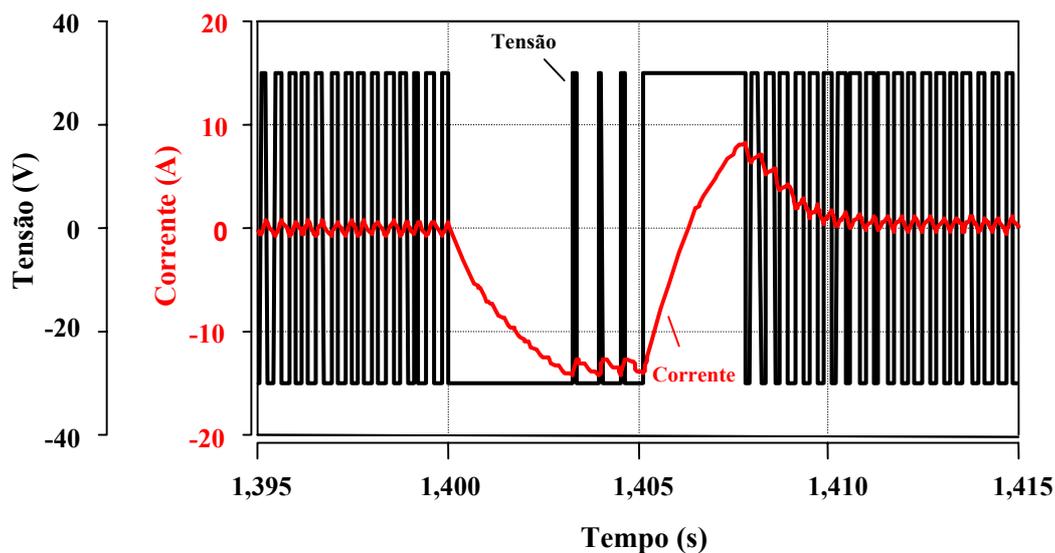
A **Figura 3.41** mostra Potência ativa trifásica no rotor do compensador. Essa potência é consumida pelo rotor, porém é apenas  $\frac{1}{4}$  da injetada pelo estator na rede para os mesmos instantes. Esse resultado mostra que há uma circulação de potência entre o

estator e o rotor da MIRB, ou seja, quando o estator injeta potência na rede, parte dela será consumida no próprio compensador através de seu rotor.



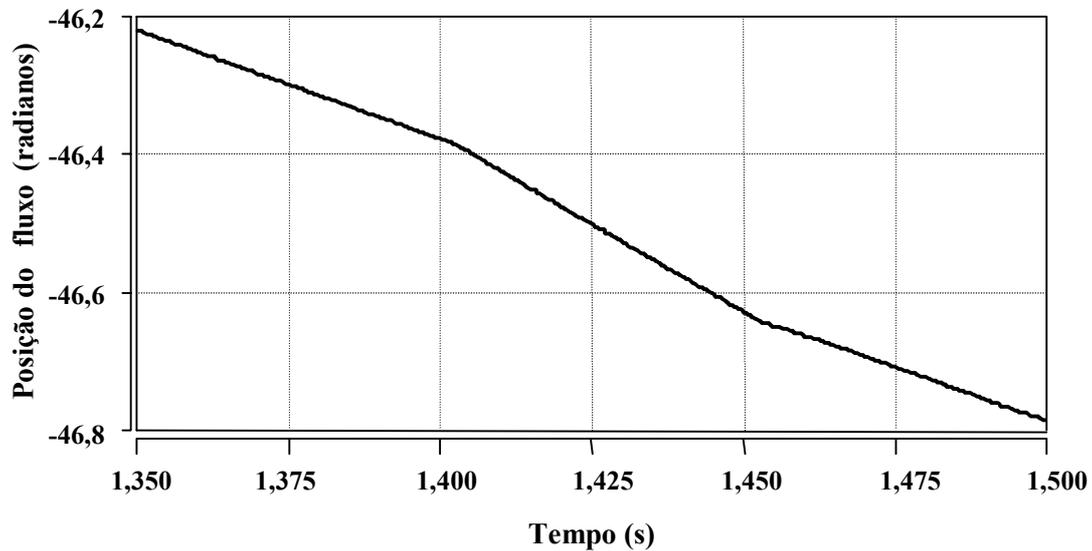
*Figura 3.41 - Potência ativa trifásica no rotor do compensador.*

A *Figura 3.42* mostra a tensão entre fases e a corrente no rotor da MIRB. Nesta simulação o rotor está sendo alimentado por um conversor VSI, com controle de corrente CR-PWM (*Current Regulated - PWM*), com histerese de  $\pm 0,1$ pu para uma corrente nominal de 15A. Nota-se uma frequência de chaveamento de, aproximadamente, 2,8 kHz.



*Figura 3.42 - Tensão e corrente no rotor do compensador.*

A **Figura 3.43** mostra a posição do fluxo calculada pelo controle vetorial no instante de transição. É possível observar a mudança na inclinação da reta dada pela mudança na referência de frequência de escorregamento do rotor. Este valor está sendo integrado no tempo continuamente (sem *reset*).



**Figura 3.43** - Posição do fluxo calculada pelo controle.

### 3.4 Comparação da energia armazenada em capacitores e máquinas

As máquinas elétricas rotativas possuem um parâmetro denominado constante de inércia ( $H_m$ ), que correlaciona a energia armazenada nas partes girantes com a potência aparente nominal (S). Tal constante denota o período em que a máquina é capaz de fornecer sua potência nominal sem carga mecânica no seu eixo, dado por:

$$H_m = \frac{W_m}{S} = \frac{1}{2S} J \omega_r^2$$

Analogamente, é possível obter uma constante ( $H_c$ ) para o capacitor que relacione a energia armazenada (eletrostática) no campo com a potência aparente de um equipamento onde este elemento encontra-se inserido, tal como um STATCOM.

$$H_c = \frac{W_c}{S} = \frac{1}{2S} C V_c^2$$

Na **Tabela 1.2** mostra-se a ordem de grandeza dessa constante para máquinas e capacitores, operando como compensador de diferentes tipos:

**Máquina Síncrona** - é tradicionalmente utilizada como compensador síncrono e, operando desta forma, tem uma constante de inércia ( $H_m$ ) de 1 s.

**STATCOM** - é um conjunto de chaves eletrônicas e capacitores com avançada tecnologia. Este opera como um compensador de reativo estático e sua resposta é mais rápida que o compensador síncrono por não conter partes mecânicas.

**Máquina de Indução de Rotor Bobinado (MIRB) com seu eixo acoplado a um Flywheel** - é uma máquina que pode operar como um compensador síncrono com a vantagem de desvincular a velocidade da frequência da rede. Esta flexibilidade mecânica permite o controle adequado para compensação de ativo, ou seja, possibilita a utilização e o controle de armazenadores de energia nas partes girantes da máquina (*flywheel*).

**Tabela 1.2** - Comparação entre as constantes de uma Máquina Síncrono, uma MIRB com Flywheel e um STATCOM.

Compensação	STATCOM	Máquina Síncrona	MIRB + Flywheel
Ativo	1 ms	1 s	20 s

Para comparar a energia contida nesses dois dispositivos, utilizamos dados típicos de uma máquina de indução de 3 HP apresentados na literatura, pois não obtivemos para cálculo todos os parâmetros na placa da máquina de indução de rotor bobinado do Laboratório de Eletrônica de Potência (COPPE/UFRJ).

Com esses dados, encontramos um valor de 1,76 s para a constante de inércia da máquina. Como comparação, calculamos o valor da capacitância do capacitor que pudesse estocar essa quantidade de energia em um equipamento com a mesma classe de tensão e potência. O resultado obtido, 0,22 F, mostra que seria necessário um capacitor com elevado valor de capacitância. Isto sugere que, para se obter valores próximos aos das máquinas, o STATCOM deverá utilizar-se de supercapacitores.

Alguns autores [20, 21] demonstraram sua preocupação com este tema, sabedores que, em situações onde se requer grande quantidade de energia, os capacitores são inexpressivos quando comparados às máquinas rotativas.

Com relação ao tipo de máquina, quando utilizada uma máquina de indução de rotor bobinado (MIRB), onde o estator é conectado diretamente à rede, e o rotor é

alimentado por um conversor eletrônico, esse sistema apresenta, como grande atrativo, o fato de que o conversor precisa ser dimensionado apenas para a potência de escorregamento, o que torna possível o seu uso em potências mais elevadas [22]. Por outro lado, o fato de poder operar com diferentes velocidades do rotor, associado ao controle do conversor, faz com que esta máquina apresente um amortecimento das oscilações decorrentes de distúrbios na rede superior a uma máquina síncrona [23].

### **3.5 Conclusão**

Este capítulo apresentou um sistema para controle de tensão, utilizando uma máquina de indução de rotor bobinado, onde a frequência e amplitude da corrente no rotor são controladas por um conversor de potência. Mostrou-se que esse sistema opera de maneira similar a um compensador síncrono tradicional, com a vantagem de se desvincular a velocidade do rotor da frequência da rede. Através de simulações, mostrou-se que essa característica permite que o sistema mantenha sua estabilidade, mesmo quando submetido a uma queda acentuada na tensão terminal. Além disto, pode-se usar a energia cinética armazenada nas partes girantes no balanço de potência ativa do sistema ou como uma UPS.

## *Capítulo 4*

### *Resultados Experimentais*

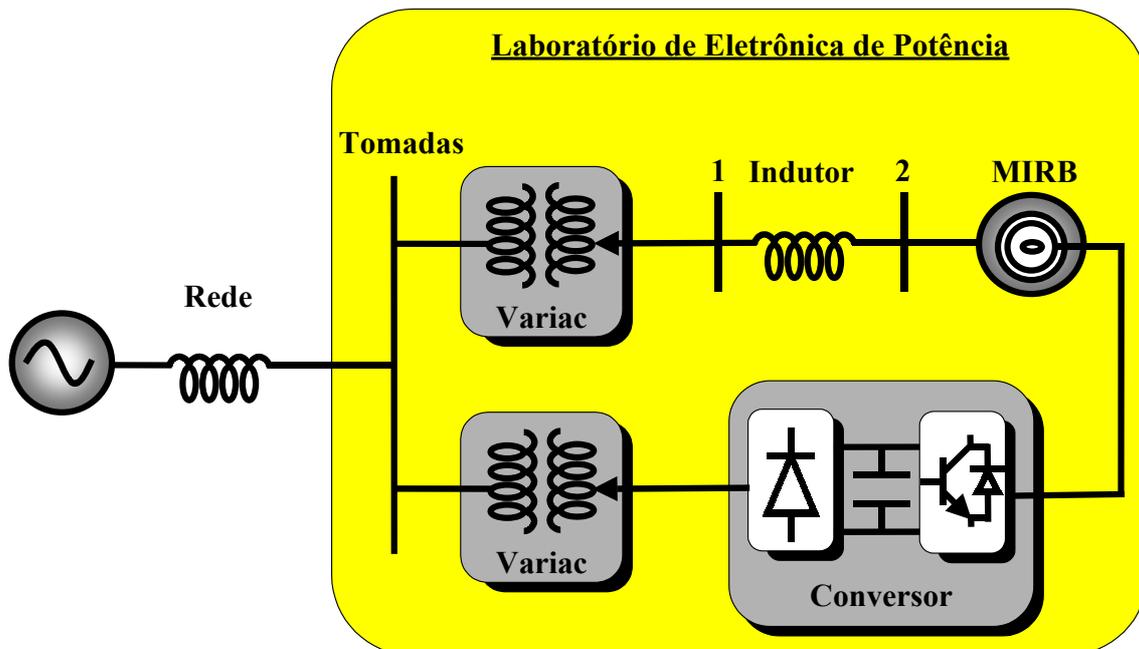
Neste capítulo serão mostrados os resultados obtidos em laboratório, utilizando-se uma Máquina de Indução de Rotor Bobinado (MIRB) comercial. Os testes realizados procuraram investigar o desempenho da MIRB como compensador de reativos, no controle de tensão em um sistema, fornecendo e/ou absorvendo potência reativa e na injeção de potência ativa na rede através da energia cinética armazenada nas partes girantes.

O sistema descrito na *Figura 4.1* representa o diagrama esquemático do experimento em bancada, onde a tensão de alimentação foi obtida das tomadas que alimentam o Laboratório de Eletrônica de Potência da COPPE/UFRJ. No diagrama, o sistema elétrico é representado por uma fonte de tensão e uma impedância em série; porém, suas características não foram levantadas, pois no experimento as potências envolvidas nos testes são pequenas quando comparadas a este sistema alimentador. Por

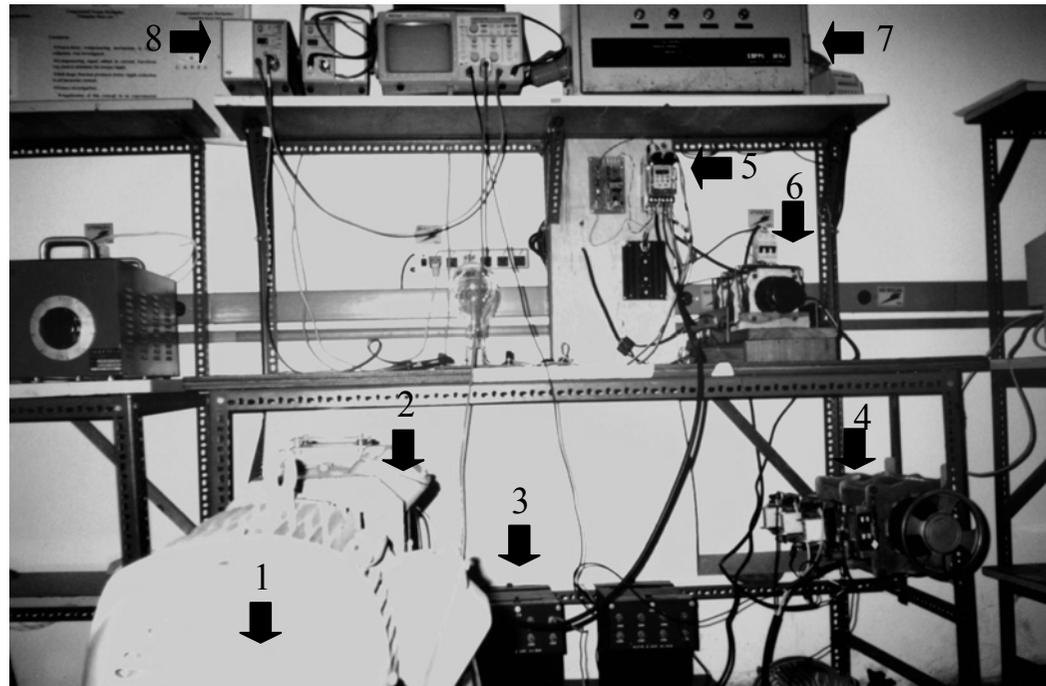
este motivo, utilizou-se um indutor e um autotransformador trifásico (*variac*) em série com o estator do motor, para que fosse possível o controle da tensão na barra do compensador, ou seja, estamos querendo representar o motor conectado a um sistema através de uma linha. Neste caso, a linha já é representada pelo indutor.

No rotor, o enrolamento trifásico é conectado ao inversor, que faz interface com a rede através de um autotransformador trifásico (*variac*) alimentado pela rede do laboratório. O *variac* foi utilizado para que fosse possível controlar a tensão do capacitor (*link CC*) do inversor, o que será detalhado adiante.

A **Figura 4.2** é uma foto da bancada de testes montada no Laboratório de Eletrônica de Potência, onde é possível visualizar os diversos equipamentos. Na **Tabela 4.1**, todos os componentes, equipamentos e medidores são descritos e suas características são mostradas.



**Figura 4.1** - Diagrama esquemático do sistema experimental.



*Figura 4.2 – Foto da bancada de teste no Laboratório de Eletrônica de Potência.*

1 - Motor de Indução de Rotor Bobinado

2 - Motor de Corrente Contínua para partida da MIRB

3 - Indutores Monofásicos (três)

4 - Autotransformador Trifásico (*variac*) conectado ao rotor

5 - Inversor de Frequência Trifásico

6 - Autotransformador Trifásico (*variac*) conectado ao estator

7 - Retificador Trifásico (fonte cc)

8 - Medidores

*Tabela 4.1 - Componentes , equipamentos e medidores.*

<b>Máquina de Indução de Rotor Bobinado (WEG)</b>	<b>Motor de Corrente Contínua (VARIMOT)</b>	<b>Auto Transformador Variável (AUJE) (Rotor)</b>	<b>Auto Transformador Variável (AUJE) (Estator)</b>
<i>Mod. FAF 112M</i> <i>Potência - 3,5CV</i> <i>Frequência - 60Hz</i> <i>Rotação - 1712 rpm</i> <i>Sec. - 110V / 15A</i> <i>IP - 44</i> <i>4 Pólos</i>	<i>Tipo - BN 112S</i> <i>Potência – 3kW</i> <i>Armadura - 220V / 17,7A</i> <i>Campo - 150V / 0,63A</i> <i>IP - 23</i> <i>Inércia (J) - 0,015kgm<sup>2</sup></i>	<i>Tipo - 3410</i> <i>Frequência - 50 / 60Hz</i> <i>Corrente - 10A</i> <i>Potência - 4200W</i> <i>Entrada - 220V</i> <i>Saída - 0-240V</i>	<i>Tipo - 3420</i> <i>Frequência - 50 / 60Hz</i> <i>Corrente - 20A</i> <i>Potência - 8500W</i> <i>Entrada - 220V</i> <i>Saída - 0-240V</i>

*Tabela 4.1 - Componentes , equipamentos e medidores - continuação.*

<b>Inversor de Freqüência Trifásico (WEG)</b>		<b>Medidores (TEKTRONIX)</b>	<b>Outros</b>
<i>Mod.: ML-7.0/ 3AC.200-240</i>		<i>Osciloscópio</i>	<b><i>Indutor (PELTRON)</i></b>
<b><i>Alimentação:</i></b>	<b><i>Saída:</i></b>	<i>Mod.: TDS420A</i>	<i>25mH</i>
<i>Tensão - 200 - 240V</i>	<i>Tensão - 0 - 220V</i>	<i>200MHz</i>	<i>Freqüência - 60Hz</i>
<i>Corrente - 8,1A</i>	<i>Corrente - 7,0A</i>	<i>100MS/s</i>	<i>Corrente - 25A</i>
<i>Freqüência - 50 / 60Hz</i>	<i>Freqüência - 0- 300Hz</i>	<i>Amplificador de Corrente (Probe)</i>	<b><i>Tacômetro (LUTRON)</i></b>
		<i>Mod.: AM 503B</i>	<i>Mod.: DT - 2236</i>
			<b><i>Retificador Trifásico (COPPE - UFRJ)</i></b>
			<i>Tiristor (SCR)</i>

É importante ressaltar algumas limitações encontradas durante a execução dos ensaios:

Com relação ao conversor utilizado, trata-se de um modelo da WEG *Mod.: ML-7.0/ 3AC.200-240*, trifásico, unidirecional em corrente, direcionado ao controle de motores de indução de rotor gaiola que mantêm a relação  $V/f$  constante. É um controle não dedicado às aplicações da MIRB. Deste modo, para a realização dos testes, foram necessários alguns ajustes na curva  $V/f$ , tendo como valor máximo de corrente o nominal do conversor, e utilizando-se dois autotransformadores trifásicos (*variac*).

Nos testes, mantivemos a frequência constante, variando-se a tensão com o uso do autotransformador, ou seja, variávamos a tensão no *link* CC entre o máximo valor de tensão e o mínimo que o inversor permitia sem que sua proteção atuasse. Com isso, controlávamos a tensão de saída do inversor sem alterar sua frequência. Entretanto, esse procedimento impedia que se avaliasse a resposta dinâmica pois ela dependia de uma ação humana.

Como visto, a frequência do rotor era fixa o que dificultou a partida do motor. Optamos, então, pela utilização de um motor de corrente contínua alimentado por um retificador trifásico a tiristor para sincronização da MIRB. Uma vez sincronizado o compensador, o motor CC era desenergizado. Uma outra solução consistia em utilizar resistores de partida. A utilização do motor CC foi adotada por proporcionar um acréscimo de inércia, uma vez que os eixos dos motores não eram desacoplados após a sincronização do compensador. Esse acréscimo permitia um aumento na energia cinética armazenada, o que é vantajoso para o teste de controle de potência ativa.

A medição da velocidade da MIRB foi realizada de forma discreta, utilizando-se o tacômetro manual, o que não permitiu observar e apresentar o comportamento dinâmico do compensador. Para a verificação do sincronismo do compensador, foram tomadas medidas antes e depois de cada teste, o que não permitiu observar e apresentar o comportamento dinâmico do compensador.

## 4.1 Testes Realizados

A *Figura 4.1* descreveu o diagrama esquemático das experiências realizadas no Laboratório de Eletrônica de Potência da COPPE-UFRJ. Os testes foram divididos em três casos, com o objetivo de mostrar a aplicação da máquina de indução de rotor

bobinado (MIRB) como compensador síncrono, no controle de tensão e como sistema armazenador de energia a baixas velocidades.

## 4.2 Controle da Potência Reativa no Estator

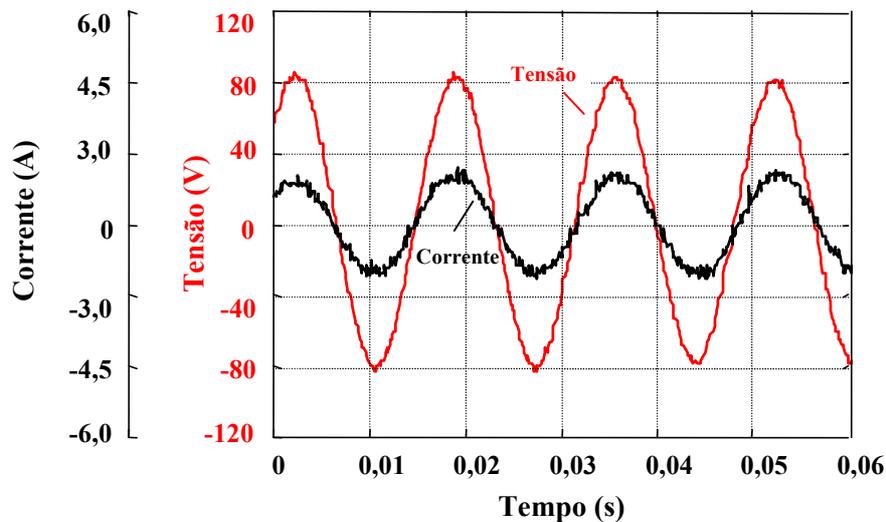
No Capítulo 2, foi mostrado como a MIRB, quando operando duplamente alimentada, apresenta as mesmas características de uma máquina síncrona. Dentre estas características ressalta-se a possibilidade de injeção ou absorção de potência reativa através do controle da tensão aplicada aos enrolamentos do rotor. No Capítulo 3, foram levantadas curvas  $V$  através de simulações digitais, onde a tensão aplicada ao rotor era proveniente de uma fonte senoidal ideal de frequência fixa. Esses resultados mostraram a capacidade de compensação em regime permanente da MIRB, com os valores das variáveis sendo obtidos diretamente, utilizando-se medidores instalados de forma adequada. O objetivo inicial deste teste era o de reproduzir os resultados obtidos no Capítulo 3. Porém, a inviabilidade de se obter todas as medidas, a presença da forma de onda PWM de tensão na saída do inversor e as diversas oscilações de origem elétrica e mecânica impossibilitaram a obtenção das curvas  $V$ . Deste modo, nesta seção, serão mostrados resultados que procuram comprovar o acima exposto.

Uma vez sincronizada a MIRB, a frequência fundamental do rotor era de 1,1Hz, valor mínimo possível permitido pela curva  $V/f$  e que solicitava a menor potência do inversor. Com uma frequência de chaveamento ajustada para 5 kHz, a tensão de saída do inversor era controlada manualmente, ajustando-se à tensão do *link* CC com o auxílio do autotransformador, permitindo gerar uma tensão de saída do inversor desacoplada da frequência. Deste modo, pôde-se controlar a variação da potência reativa no estator, sendo que foi possível obter operação com fator de potência unitário, capacitivo e indutivo. Esta operação será apresentada na próxima seção para cada característica de fator de potência.

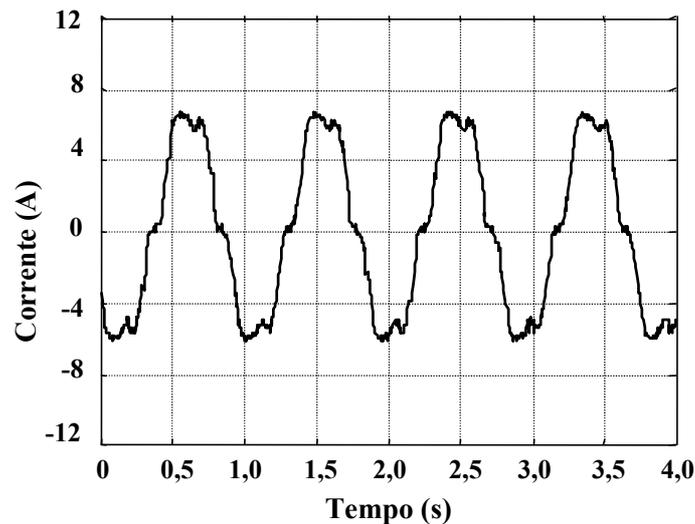
Neste Capítulo, os resultados encontrados mostram que a máquina de indução de rotor bobinado apresenta perdas relativamente altas, comum para este nível de potência (3,5CV). Contudo, deve-se ressaltar a presença do motor CC acoplado ao eixo da MIRB, aumentando as perdas mecânicas devido ao acoplamento e alinhamento entre as máquinas, rolamento do motor CC, desbalanceamento, etc.

### 4.2.1 Corrente em Fase

Neste caso, podemos visualizar o compensador operando em regime permanente, com fator de potência unitário, isto é, a MIRB não está compensando reativos ( $Q=0$ ). O gráfico da **Figura 4.3** mostra que não há defasagem entre a tensão e a corrente do compensador, onde a corrente apresenta-se em fase com a tensão, indicando a condição de fator de potência unitário. A **Figura 4.4** mostra a corrente do rotor para a condição de operação da **Figura 4.3**.



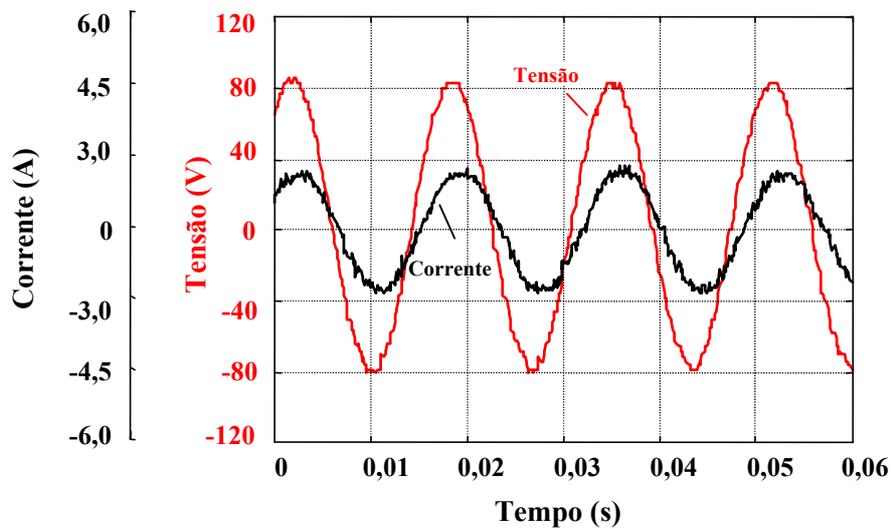
**Figura 4.3** - Tensão e corrente no estator do compensador.



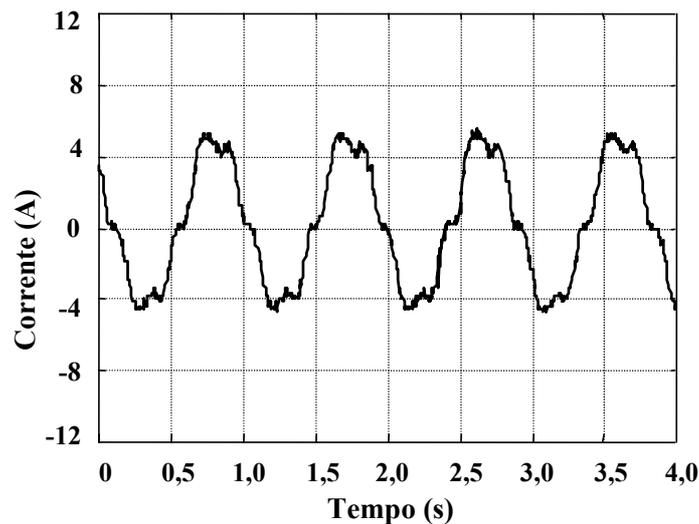
**Figura 4.4** - Corrente no rotor do compensador.

### 4.2.2 Corrente Atrasada - Compensação Indutiva

Neste caso, podemos visualizar o compensador operando em regime permanente, com uma característica de compensação *indutiva*, onde a MIRB está compensando potência reativa positiva ( $Q > 0$ ). O gráfico da **Figura 4.5** mostra que a corrente está atrasada em relação à tensão em, aproximadamente,  $32,4^\circ$  (valor calculado através dos pontos obtidos na medição), indicando a condição de compensação indutiva. A **Figura 4.6** apresenta a corrente do rotor para esta condição de compensação.



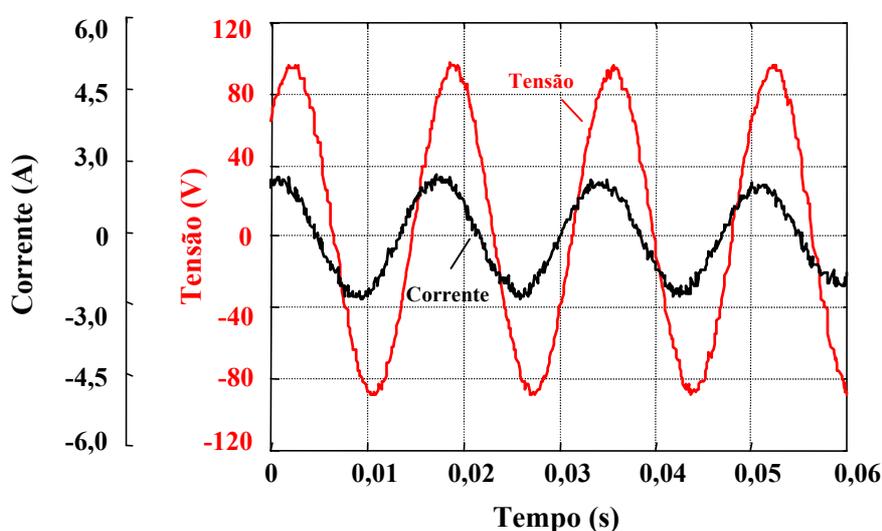
**Figura 4.5** - Tensão e corrente no estator do compensador.



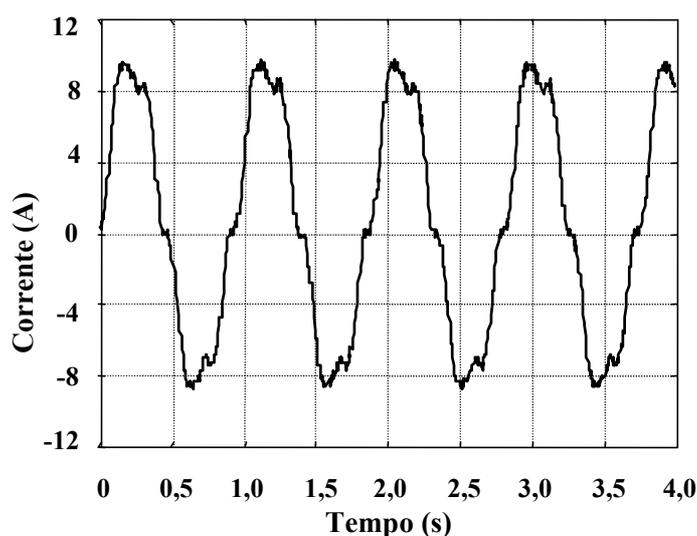
**Figura 4.6** - Corrente no rotor do compensador.

### 4.2.3 Corrente Adiantada - Compensação Capacitiva

Neste caso, podemos visualizar o compensador operando em regime permanente, com uma característica de compensação *capacitiva*, na qual a MIRB está compensando potência reativa negativa ( $Q < 0$ ). O gráfico da **Figura 4.7** mostra que a corrente está adiantada em relação à tensão em, aproximadamente,  $36,7^\circ$  (valor calculado através dos pontos obtidos na medição), indicando a condição de compensação capacitiva. A **Figura 4.8** apresenta a corrente do rotor para esta condição de compensação.



**Figura 4.7** - Tensão e corrente no estator do compensador.



**Figura 4.8** - Corrente no rotor do compensador.

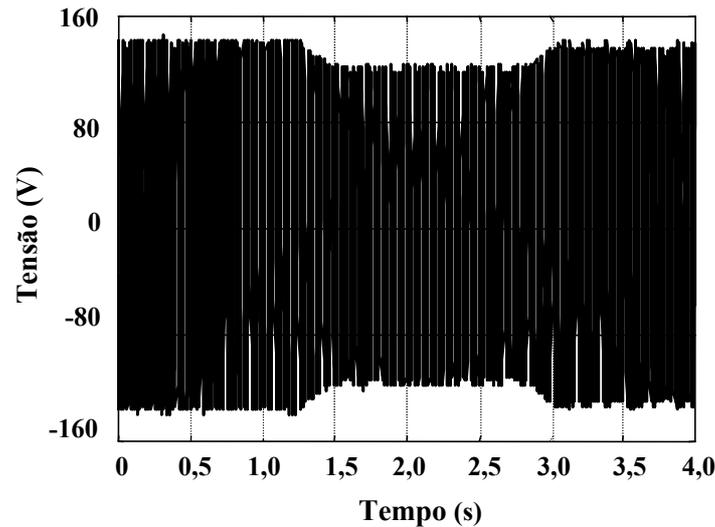
Os resultados apresentados indicam que, a exemplo da máquina síncrona, a potência reativa no estator pode ser controlada a partir da tensão ou corrente do rotor. Podemos observar, na **Figura 4.4**, que a corrente para a condição de corrente em fase é de, aproximadamente,  $7A_{\text{pico}}$ , para a condição de característica indutiva. A **Figura 4.6** indica uma corrente na ordem de  $6A_{\text{pico}}$  e, finalmente, no caso onde o compensador atua com característica capacitiva sua corrente rotórica, é de quase  $10A_{\text{pico}}$ , como mostrado na **Figura 4.8**. É importante ressaltar, nos resultados apresentados que, a partir de um fator de potência unitário, a subexcitação leva a máquina a característica de compensação indutiva e a sobreexcitação a leva a característica de compensação capacitiva, assemelhando-se à característica de compensação de reativo encontrada nas simulações da curva V.

### 4.3 Aplicação no Controle de Tensão de um Sistema

Nesta seção será apresentado como a MIRB pode ser utilizada no controle de tensão de um sistema elétrico através da injeção e/ou absorção de potência reativa.

No teste, foi aplicada uma variação manual no autotransformador do estator a fim de simular um distúrbio na tensão da rede. No instante seguinte, na ausência de um controle automático, a atuação do compensador foi feita manualmente, aumentando-se a tensão do *link* CC através do autotransformador instalado na entrada do inversor, de forma a corrigir a tensão na barra do compensador. A frequência fundamental do rotor é igual a 1,1 Hz, para um frequência de chaveamento ajustada para 5 kHz.

A **Figura 4.9** permite acompanhar a variação da tensão na barra 2, apontando que até o instante  $t_0 = 1,2$  segundos corresponde à tensão pré-falta (98,3Vrms). Nesse instante, a tensão do sistema é reduzida em, aproximadamente, 10% (85,6Vrms), de modo a simular uma falha no circuito alimentador. Essa queda é mantida até o instante  $t_1 = 2,7$  segundos, quando uma variação da tensão de excitação do compensador de 5,5V para 9,0V, valor de referência do inversor obtido de seu mostrador digital, traz a tensão da sua barra terminal para o valor pré-falta.



**Figura 4.9** - Tensão na barra do compensador.

A **Figura 4.10** mostra valores aproximados de potência reativa trifásica drenada pelo compensador. Este valor foi obtido através da tensão e corrente instantâneas medidas em apenas uma fase e calculado usando (4.1), assumindo um circuito balanceado:

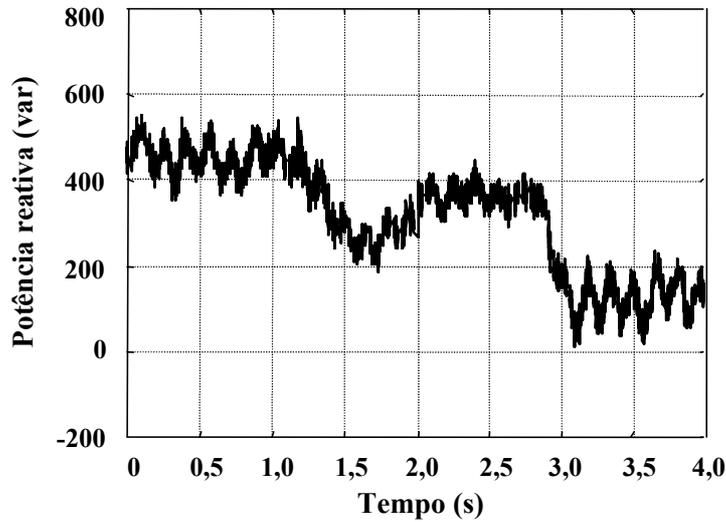
$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_a - v_b)i_c + (v_b - v_c)i_a + (v_c - v_a)i_b] \quad (4.1)$$

Onde  $v_a$ ,  $i_a$ ,  $v_b$ ,  $i_b$ ,  $v_c$ ,  $i_c$  são as tensões e correntes instantâneas nas fases a, b e c, respectivamente.

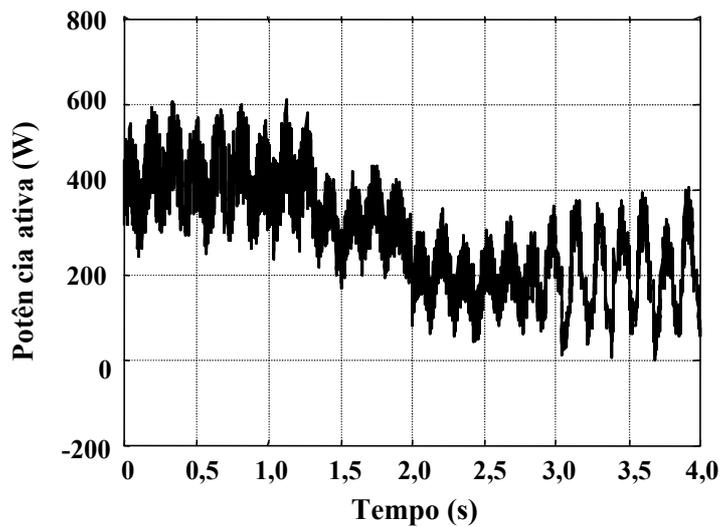
Devido às limitações impostas pelo conversor, o ponto inicial de operação da MIRB não pôde ser ajustado para operar com fator de potência igual a 1, como feito nas simulações. Deste modo, a correção da tensão na barra 2 não é efetuada por uma injeção de potência reativa, mas sim por uma redução da potência reativa consumida pelo compensador conforme mostrado na **Figura 4.10** (é adotada a convenção de motor; logo, uma potência negativa está saindo da máquina). Nota-se uma diminuição da potência reativa drenada pelo compensador no instante da falha no sistema alimentador. Isso ocorre devido à própria queda de tensão, como pode ser visto na **Figura 4.11**, que mostra uma diminuição nos valores aproximados de potência ativa trifásica no estator da MIRB, ou seja, uma diminuição das perdas ativas no estator do compensador, indicando uma diminuição da corrente, tanto ativa quanto reativa. A potência ativa foi calculada a partir de (4.2):

$$P = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c \quad (4.2)$$

Onde  $v_a$ ,  $i_a$ ,  $v_b$ ,  $i_b$ ,  $v_c$ ,  $i_c$  são as tensões e correntes instantâneas nas fases  $a$ ,  $b$  e  $c$ , respectivamente.

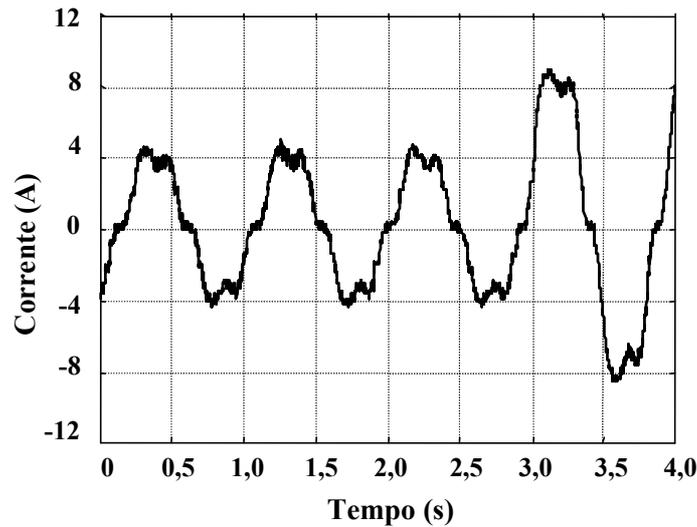


*Figura 4.10 - Potência reativa trifásica no estator do compensador.*



*Figura 4.11 - Potência ativa trifásica no estator do compensador.*

A *Figura 4.12* mostra a corrente do rotor para o restabelecimento da tensão na barra do compensador. A importância desta figura destaca-se por não haver uma variação na frequência do conversor e que, alterando-se somente a amplitude da corrente do circuito do rotor de  $4A_{pico}$  para  $8A_{pico}$ , aproximadamente, é possível controlar a tensão na barra da MIRB.

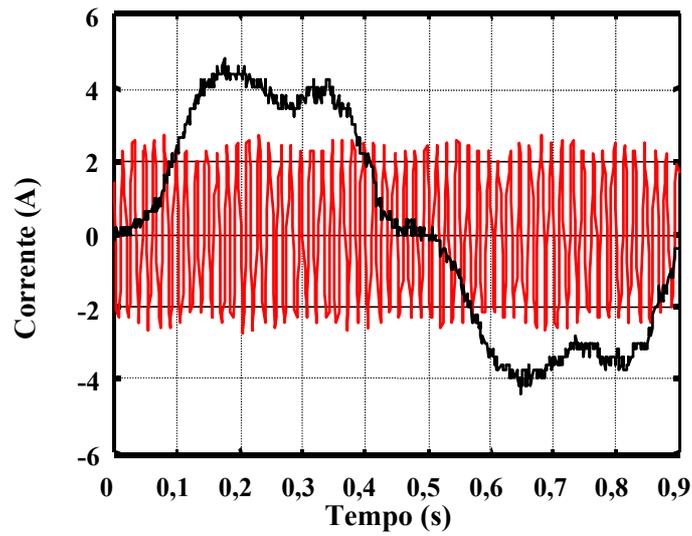


*Figura 4.12 – Corrente no rotor do compensador.*

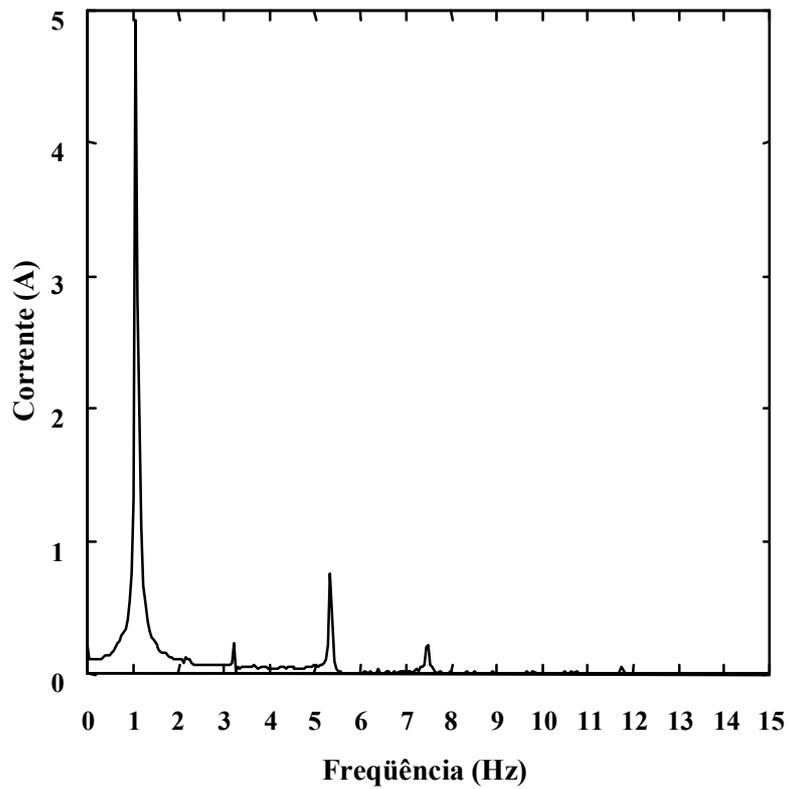
Nos testes realizados, observou-se a presença de oscilações na corrente do estator, assim como harmônicos na corrente do rotor. Quando estes foram plotados em um mesmo gráfico, verificou-se uma possível relação entre estes fenômenos. A **Figura 4.13** mostra os resultados dessas duas correntes sobrepostas.

A **Figura 4.14** mostra a Transformada Rápida de Fourier (FFT) da corrente do rotor, confirmando a forte presença das componentes harmônicas citadas anteriormente. A componente de 5<sup>o</sup> ordem corresponde a 18% da componente fundamental, enquanto que o 3<sup>o</sup> harmônico corresponde a 8%. Estas duas componentes são as responsáveis pela distorção na forma de onda da corrente do rotor.

Como as medidas de velocidade foram feitas de forma discreta através de tacômetro manual, não foi possível observar se essas variações provocavam oscilações de torque no compensador; porém as variações de potência ativa indicavam para essa direção.



*Figura 4.13 - Corrente no estator e no rotor do compensador.*



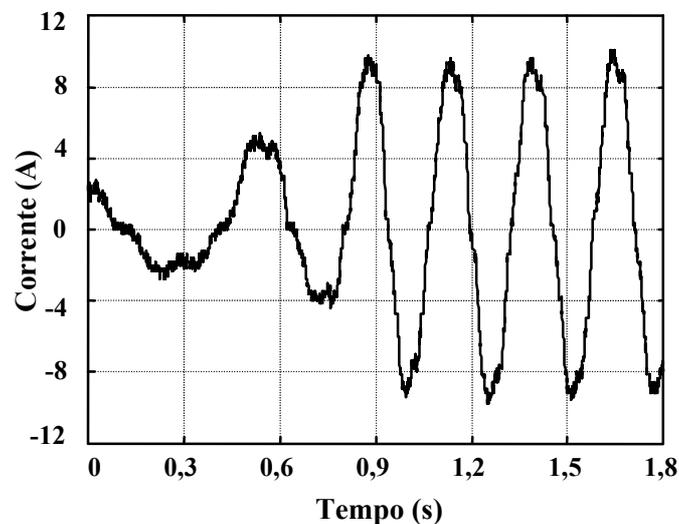
*Figura 4.14 – FFT da corrente no rotor do compensador.*

#### 4.4 Operação como Gerador do Tipo *flywheel*

As máquinas elétricas possuem determinadas características, dentre as quais a possibilidade de armazenamento de energia na forma de energia cinética nas suas partes girantes. Nesta seção, será apresentado como a MIRB pode ser utilizada como um sistema armazenador de energia a baixas velocidades. Neste teste, a inércia do motor CC, já conectado ao eixo da MIRB, funciona de forma a representar um *flywheel*.

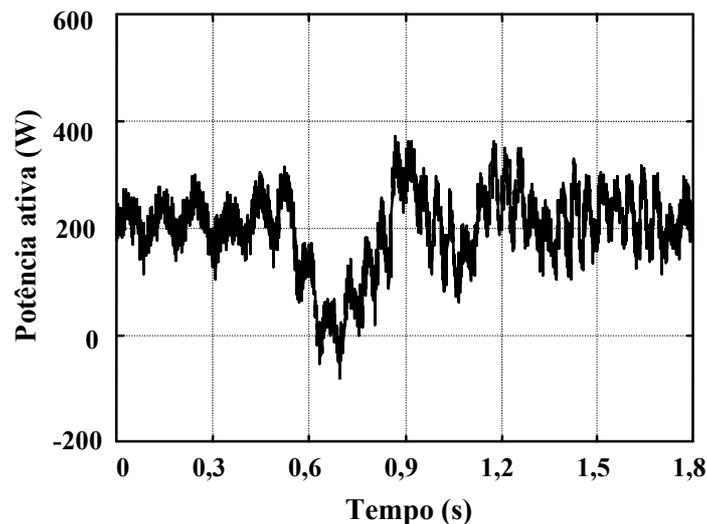
A **Figura 4.15** mostra a variação da frequência da corrente imposta pelo inversor de 1,5 Hz no instante  $t_0 = 0,4$  s para 4,0 Hz em  $t_2 = 0,8$  s. Nota-se um acréscimo na amplitude dessa corrente; este fato deve-se, fortemente, à relação V/f constante imposta pelo inversor.

As medidas de velocidade da MIRB foram efetuadas antes e depois da variação através de tacômetro manual. Como a máquina utilizada possui 4 pólos (**Tabela 4.1**), a velocidade inicial de 1755rpm corresponde a uma frequência de escorregamento de 1,5 Hz, e a velocidade final, de 1680rpm a 4 Hz.



**Figura 4.15** - Corrente no rotor do compensador.

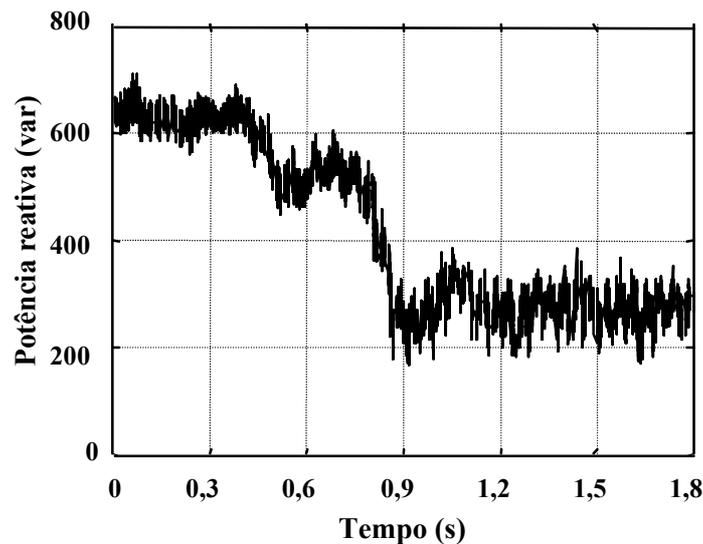
A **Figura 4.16** mostra a potência ativa no estator da MIRB. Observa-se que partir do instante  $t_0 = 0,4$  s, é reduzida a necessidade da rede de suprir as perdas da máquina; no instante  $t_1 = 0,7$  s, há uma mínima injeção de potência ativa na rede e, a partir deste instante, o compensador volta a consumir ativo.



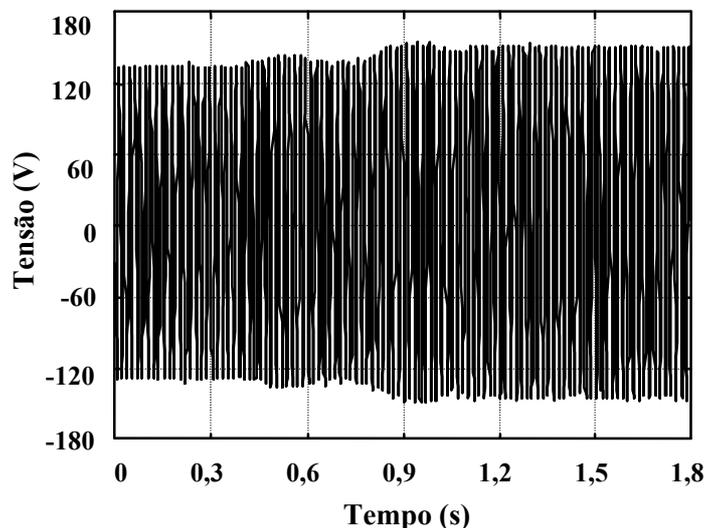
*Figura 4.16 - Potência ativa trifásica no estator do compensador.*

No Capítulo 3, foi mostrado que a energia armazenada depende da velocidade e da inércia, e que a capacidade de injetar potência está ligada à variação da energia e ao intervalo de tempo em que ela ocorre. No nosso caso, tanto a inércia das máquinas (MIRB+motor CC) quanto a velocidade são baixas, e o tempo de resposta do inversor é longo, o que não nos permitiu conduzir esses testes satisfatoriamente.

A *Figura 4.17* mostra a potência reativa no estator da MIRB, onde se nota uma diminuição do reativo drenado pelo compensador de 600 var para, aproximadamente, 300 var. Essa variação, não prevista neste teste, deve-se ao fato da relação  $V/f$  constante do inversor deslocar o ponto de operação do compensador de forma inadequada. Para um controle dedicado, esse ajuste deve respeitar a curva  $V$ , ou seja, para uma variação na frequência, a potência reativa deve-se manter constante, não causando assim grandes variações na tensão da barra da BDFM, como visto na *Figura 4.18*. Um outro ponto a se observar é a relação entre a potência e a frequência do compensador, ou seja, um aumento da frequência acarreta num acréscimo na potência do inversor, de acordo com a relação vista no Capítulo 2.

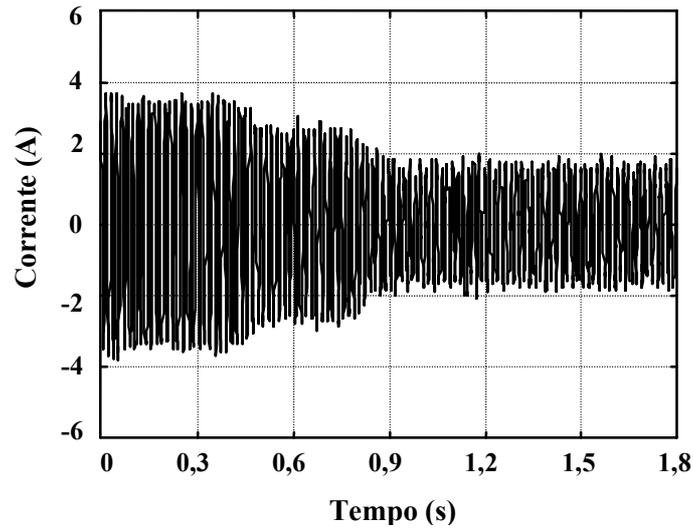


*Figura 4.17 - Potência reativa trifásica no estator do compensador.*



*Figura 4.18 - Tensão na barra do compensador.*

Finalmente, a **Figura 4.19** mostra a corrente do estator da MIRB. Nota-se que, no intervalo entre a variação de frequência, existem dois fenômenos presentes. Um, definido pela relação  $V/f$  do inversor, que atua de forma quase linear na potência reativa, como mostrado na **Figura 4.17**, altera a parcela reativa da corrente de forma a reduzir seu valor. O outro, proporcionado pela variação da frequência do inversor, reduz a parcela ativa da corrente até o instante  $t_1 = 0,7$  s e, a partir deste momento, o compensador solicita corrente ativa da rede para suprir suas perdas. No fim deste transitório, a parcela ativa volta ao valor inicial, como pode ser observado na **Figura 4.16**, e a reativa assume um novo ponto de operação.



*Figura 4.19 - Corrente no estator do compensador.*

## 4.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados resultados experimentais com um sistema utilizando uma MIRB. Através de três casos descritos foi possível verificar a adequação desse sistema na operação como compensador síncrono de velocidade variável e como um gerador do tipo *flywheel*. Foi possível visualizar o desempenho da MIRB perante os distúrbios no sistema, sendo necessária a implementação de um controle dedicado para uma melhor avaliação da dinâmica e do tempo de resposta do compensador.

## *Capítulo 5*

### *Conclusões e Trabalhos Futuros*

A finalidade deste capítulo é descrever as observações e conclusões sobre o trabalho realizado, com a visão do autor sobre as perspectivas de desenvolvimento futuro para este tema.

Este trabalho não pode ser considerado como definitivo; existe ainda muito a se realizar, porém somos sabedores de que estamos no caminho certo. A orientação neste sentido está no enquadramento de nosso trabalho na recomendação (a) da ANEEL [1], novamente transcrita abaixo, que procura minimizar os problemas relacionados à qualidade de energia.

*(a) aplicação de eletrônica de potência no desenvolvimento de dispositivos para melhorar as características dos sistemas e a qualidade do fornecimento de energia elétrica; estudo de novas configurações de equipamentos e métodos de controle para melhoria da qualidade de energia; modelagem de equipamentos e desenvolvimento de protótipos;*

## 5.1 Conclusões

Como vimos, os novos equipamentos alimentados pelo sistema elétrico estão mais susceptíveis a perturbações, fazendo com que a qualidade da energia nos dias atuais seja um tema de grande importância e que mobiliza consumidores, concessionárias e órgãos regulamentadores.

No Capítulo 1, descrevemos os principais tipos de distúrbios e os dispositivos capazes de amenizar os efeitos dos fenômenos apresentados. Alguns sistemas armazenadores de energia foram mostrados, com foco para a forma mecânica cinética estocada nas partes girantes de uma máquina. Além disto, a máquina de indução de rotor bobinado foi apresentada como um compensador de reativos capaz de incorporar armazenadores de energia em seu eixo.

No Capítulo 2, foi mostrada a modelagem da MIRB, tanto para transitório quanto para regime permanente. **Com essa modelagem, foi possível observar o comportamento da máquina operando como um compensador de reativos.** Nesse capítulo foi também apresentada a técnica de controle vetorial, onde as componentes de potência ativa e reativa encontram-se desacopladas.

No Capítulo 3, foram realizadas simulações no programa SABER, com o modelo da máquina de indução de rotor bobinado presente na biblioteca, onde se pode observar a adequação em regime permanente ao modelo desenvolvido no capítulo 2. Nesse capítulo, foi apresentado um sistema para controle de tensão utilizando uma MIRB, onde a frequência e amplitude da corrente no rotor são controladas por um conversor de potência. **Mostrou-se que esse sistema opera de maneira similar a um compensador síncrono tradicional, com a vantagem de se desvincular a velocidade do rotor da frequência da rede. Através de simulações, mostrou-se que essa característica permite que o sistema mantenha sua estabilidade, mesmo quando submetido a uma queda acentuada na tensão terminal. Além disto, pode-se usar a energia cinética armazenada nas partes girantes no balanço de potência ativa do sistema ou como uma UPS. A técnica de controle vetorial mostrou-se adequada ao controle independente das componentes de potência ativa e reativa.** As metodologias de medição de tensão e corrente reativa foram descritas. Esta última, utilizando-se da teoria de potência ativa e reativa desenvolvida por Akagi [18]. **Mostrou-se que a MIRB, quando operando com compensador e acoplada a um**

*flywheel*, apresenta uma constante constante de inércia varias vezes maior quando comparada a outros tipos de compensadores, como mostrado na *Tabela 1.2* da seção 3.4. A forma mecânica cinética estocada nas partes girantes de uma máquina foi comparada com a energia eletrostática obtida no campo elétrico de um capacitor, mostrando-se que este necessitaria de elevado valor de capacitância para armazenar a mesma quantidade de energia.

*Tabela 1.2 - Comparação entre as constantes de uma Máquina Síncrono, uma MIRB com Flywheel e um STATCOM.*

Compensação	STATCOM	Máquina Síncrona	MIRB + Flywheel
Ativo	1 ms	1 s	20 s

No Capítulo 4, foram apresentados os resultados do ensaio realizado no Laboratório de Eletrônica de Potência. O sistema é composto, basicamente, de uma MIRB com potência nominal de 3,5 c.v. e de um conversor eletrônico comercial. **Através de três casos descritos, foi possível verificar a adequação deste sistema à operação, como compensador síncrono de velocidade variável e como um gerador do tipo *flywheel*. Foi possível visualizar o desempenho da MIRB perante os distúrbios no sistema, sendo necessária a implementação de um controle dedicado para uma melhor avaliação da dinâmica e do tempo de resposta do compensador.**

## 5.2 Trabalhos futuros

Segue uma visão do autor sobre as perspectivas de desenvolvimento futuro para este tema:

- realizar estudo detalhado para caracterização dos distúrbios e as formas de detectar os fenômenos através de medições de qualidade de energia;

- desenvolver as equações de potência ativa e reativa do estator transformando-as para as componentes “d” e “q” com a finalidade de uma melhor visualização do desacoplamento dessas componentes;

- realizar estudo específico para obter os pólos e zeros do compensador para um melhor ajuste dos reguladores PI das malhas de controle das componentes ativa e reativa;

- implementar, no sistema de controle vetorial apresentado no Capítulo 3, uma malha para regulação de tensão nos terminais da MIRB. Esta será externa à malha de controle da corrente reativa;

- re-simular os sistemas propostos no Capítulo 3, na presença de dispositivos causadores de perturbações em redes elétricas. Nestas simulações, o compensador deve ser capaz de corrigir os eventuais distúrbios provocados pela dinâmica desse equipamento na rede elétrica. Este pode ser um motor de indução partindo ou a operação de um forno a arco, por exemplo;

- incorporar, na filosofia de controle, técnicas para eliminação de perturbações, tais como [24, 25, 26]: desequilíbrio e harmônicos;

- realizar estudo de técnicas de controle que possibilitem operar o compensador apenas com sensores de tensão e corrente posicionados no rotor da MIRB [27];

- implementar, em bancada, um protótipo com filosofia de controle a ser definida após simulações propostas nesta seção. Assim, podemos evitar os problemas descritos no Capítulo 4 e verificar as dinâmicas e o tempo de resposta desse compensador.

## Referências Bibliográficas

- [1] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL), *Manual dos Programas de Pesquisa e Desenvolvimento Tecnológico do Setor Elétrico Brasileiro*, Brasil, Novembro 2001.
- [2] HANSEN, L. H., HELLE, L., BLAABJERG, F., et al., *Conceptual survey of Generators and Power Electronics for Wind Turbines*. In: Risø-R-1205 (EN), Risø National Laboratory, Roskilde, Denmark, December 2001.
- [3] AKAGI, H., “Large Static and Utility Applications”. *Proceeding of the IEEE*, 2001.
- [4] AKAGI, H., “Advanced Power Electronics Based on Active Filtering and Energy Storage for Power Conditioning”.
- [5] AKAGI, H., “Active Filters and Energy Storage Systems Operated under Non-Periodic Conditions”. *IEEE PESC'99*, 0-7803-6423-6/00, 2000.
- [6] STONES, J., COLLINSON, A., “Power Quality”, *Power Engineering Journal*, pp. 58-64, April 2001.
- [7] BOLEN M. H. J., *Understanding Power Quality Problems*, New York, IEEE Press, 1992.
- [8] AKAGI, H., TAKAHASHI, K., KOBAYASHI, T., et al., “Analysis of an Adjustable Speed Rotary Condenser for Power System Stabilization”. In: *Electrical Engineering*, v. 133, n. 1, pp. 31-42, Japan, Oct. 2000.
- [9] NISHIO, T., MINOGUTI, K., UNO, S., et al., “Continuous Operation Control during Electric Power Network Faults in an Adjustable Speed generation System with a Flywheel Excited by a DC Link Converter”, *IEEE*, pp. 209-214, 0-7803-3823-5/97, 1997.
- [10] MOLINAS, M., KOBUCHI, J., TAKAHASHI, S., et al., “Flywheel Effect in Power Plants with an Induction Frequency Converter”, *IEEE*, pp. 840-843, 0-7803-4489-8/98, 1998.
- [11] AKAGI, H., SATO, H., “Control and Performance of Flywheel Energy Storage Systems Based on a Doubly-Fed Induction Generator-Motor for Power Conditioning”, *IEEE PESC'99*, pp. 32-39, 0-7803-5421-4/99, June 1999.

- [12] AKAGI, H., SATO, H., “Power Compensation Effect of an Adjustable-Speed Rotary Condenser with a Flywheel for a large Capacity Magnet Power Supply”, *IEEE*, pp. 3749-3751, 0-7803-5573-34/99, 1999.
- [13] ZHANG, J., CHEN, Z., CAI, L., et al., “Flywheel Energy Storage System Design for Distribution Network”, *IEEE*, pp. 2619-2623, 0-7803-5935-6/00, 2000.
- [14] Willis, H. L., “Energy Storage Opportunities Related to Distributed Generation”, *IEEE*, 0-7803-6423-6/00, 2000.
- [15] WEISSBACH, R. S., KARADY, G. G., FARMER, R. G., “Dynamic Voltage Compensation on Distribution Feeders Using Flywheel Energy Storage”. In: *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 14, n. 2, 0885-8977/99, April 1998.
- [16] UEMURA, S., NOMURA, S., SHIMADA, R., “Stabilization of Electric Power System using the Variable Speed Flywheel Generator”, *IEEE*, pp. 215-218, 0-7803-3823-5/97, 1997.
- [17] LEONHARD, W., *Control of Electrical Drives*, Germany, Berlin Springer, 1997.
- [18] AKAGI, H., KANAZAWA Y., NABAE, A., “Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three Phase Circuits”. In: *Proceedings of the IPEC'83 - Int. Power Electronics Conf.*, pp. 1375-1386, Tokyo, 1983.
- [19] A. EKSTRÖM, et al., ”Studies of the Performance of an Advanced Static-Var Compensator, STATCON, as Compared with a Conventional SVC, EPRI Project RP3023-4”. Presented at the EPRI organized conference on Flexible ac Transmission System (FACTS 3): The Future in High-Voltage Transmission, Baltimore, Maryland, 5-7 October 1994.
- [20] CAVALIERE, C. A. C., *Análise de STATCOM Operando em Sistemas Desbalanceados*. Tese de M.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.
- [21] LESSA, T. M. A., *Análise do Desempenho Dinâmico de um STATCOM : Aplicações em 12 Pulsos*. Tese de M.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil

- [22] RÛNCOS, F., “Funcionamento em regime da Máquina Assíncrona Trifásica Duplamente Alimentada [MATDA]”, WEG, 1998.
- [23] SCHAFER, D, SIMOND, J. J., “Adjustable Speed Asynchronous Machine in Hydro Power Plants and Its Advantages for the Electric Grid Stability”, Session CIGRE, 11/37-01, Paris, 1998.
- [24] CHOMÁT, M., BENDL, J., SCHREIER, L., “Extended Vector Control of Doubly Fed Machine Under Unbalanced Power Network Conditions”. In: *IEE Power Electronics, Machines and Drives*, pp. 329-334, 16-18 April 2002.
- [25] KIM, Y., LEE, K., CHO, Y., at al., “Harmonic Compensation Using WRIM with Flywheel Based on Voltage Source SVM Control”. In: *Proceeding of the IPEC*, pp. 1484-1489, Tokio, 2000.
- [26] JÓOS, G., OOI, B. T., MCGILLIS, D., et al., “The Potential of Distributed Generation to Provide Ancillary Services”, *IEEE*, 0-7803-6423-6/00, 2000.
- [27] XU, L., CHENG, W., “Torque and Reative Power Control of a Doubly Fed Induction Machine by Position Sensorless Scheme”. In: *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 31, n. 3, pp. 636-642, 0093-9994/95, 1995.
- [28] TER-GAZARIAN, A., *Energy Storage for Power System*. Series 6, Great Britain , IEE, 1994.

## Apêndice A1 - Práticas para amenizar problemas de qualidade de energia

- **Aterramento**

Um grande número de ocorrências que provocam distúrbios de qualidade de energia é causado por práticas incorretas de aterramento. Ao investigar perturbações na qualidade de energia, deve-se verificar as condições das instalações de aterramento, principalmente quando são relatados problemas de harmônicos.

- **Chaves de Manobra**

Chaves de manobra permitem a transferência de uma carga conectada em um alimentador para outro. A existência de mais de um alimentador independente permite uma maior flexibilidade de operação e continuidade do fornecimento de energia com qualidade. Se um alimentador não suportar uma perturbação, o dispositivo é acionado automaticamente, reduzindo a possibilidade de interrupção do fornecimento de energia.

- **Equipamentos de rede**

Existem alguns equipamentos instalados em redes elétricas que possibilitam amenizar os efeitos de perturbações na rede local. Supressores, pára-raios e chaves religadoras são exemplos desses equipamentos. Em redes rurais com alimentadores radiais é comum a utilização de chaves religadoras que permitem restabelecer a alimentação, após o isolamento de uma falta no sistema, sem a necessidade de intervenção humana.

- **Transformador auto-ressonante**

Esses transformadores são normalmente projetados com relação de transformação unitária (1:1) e possuem um núcleo quase saturado quando operando em condição normal. Transformadores magnetizados próximos da saturação reduzem os efeitos da variação de tensão ocorridas no primário; conseqüentemente, a saída ou o secundário é pouco afetado.

- **Filtro passivo**

Filtros passivos ou filtros de linha são elementos discretos conectados nas redes elétricas, que são compostos por capacitores e/ou indutores. Esses elementos são largamente utilizados para balancear a potência reativa em uma rede local e são também projetados para atenuar harmônicos de altas frequências.

- **Equipamentos FACTS (*Flexible AC Transmission System*)**

Em um sistema de potência, o controle da potência reativa e suas componentes harmônicas podem ser obtidas controlando-se uma porção da corrente através da sua componente reativa. Compensadores estáticos convencionais (“SVC”) são obtidos, convencionalmente, através do princípio de chaveamento de indutores e capacitores. Tiristores são usados para controlar a corrente que é obtida através do controle da magnitude da tensão de saída do inversor. Com o advento de dispositivos semicondutores capazes de interromper a corrente (comutação forçada), tais como, GTO (*Gate Turn-off Thyristor*), IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e MCT (*MOS Controlled Thyristor*), surgiram novos equipamentos FACTS; como exemplo, pode-se citar o STATCOM (*Static Synchronous Compensator*). Os Filtros ativos, como o AHF (*Active Harmonic Filters*), absorvem ou injetam correntes reativas, proporcionando a eliminação de distorções harmônicas na forma de onda das correntes de cargas não lineares.

Dependendo da topologia utilizada, estes dispositivos são separados em três grupos:

- **Paralelo** – Estes dispositivos injetam corrente no ponto de acoplamento com a rede para cancelar distúrbios presentes nessa componente. O SVC, STATCOM e o AHF são típicos exemplos de equipamentos com essa característica.
- **Série** – Equipamentos com essa topologia são conectados na linha entre o sistema elétrico e a carga, permitindo o controle da magnitude e do ângulo de fase da tensão. O equipamento mais frequentemente citado é o DVR (*Dynamic Voltage Restore*).
- **Híbrido** – Os dois gêneros de equipamentos acima descritos podem ser combinados em um único dispositivo denominado, em inglês, *Unified*. Entre os quais, podemos citar o UPQC (*Unified Power Quality Conditioner*).

Além da componente reativa, alguns compensadores possuem dispositivos armazenadores de energia capazes de entregar potência ativa. Desta forma, dependendo da quantidade de energia estocada, da magnitude e do período de duração de um afundamento de tensão, esses equipamentos podem atenuar o distúrbio.

Atualmente, as soluções tecnológicas desenvolvidas apontam para utilização intensiva de dispositivos de estado sólido para chaveamento em altas potências [3].

- **UPS (*Uninterruptible Power Supply*)**

Geralmente, os equipamentos com tecnologia UPS utilizam-se de um retificador, um inversor, baterias e chaves eletrônicas. Hoje, esse dispositivo está popularizado e é largamente utilizado em seu modelo denominado *standby* UPS. Em condições de operação normal, uma chave eletrônica permite que a carga possa ser alimentada pela rede. Na presença de um distúrbio de afundamento de tensão, que tem valor predefinido no ajuste do equipamento, a chave eletrônica de operação normal desliga-se e outra chave, quase que simultaneamente, permite a continuidade da operação através da bateria via inversor. Uma transição suave, de uma fonte para outra, é garantida pela operação em sincronismo da saída do inversor com a rede.

- **Armazenadores de energia**

Alguns tipos de dispositivos, tais como: capacitores, baterias, sistemas *flywheel*, usinas reversíveis e supercondutores são capazes de armazenar energia de forma variada que pode ser transformada em energia elétrica quando necessário.

Toda forma de energia armazenada num sistema possui, basicamente, os mesmos componentes [28]:

- ✓ Armazenador de energia e condicionador;
- ✓ Interface com a rede;
- ✓ Controle de carga e descarga.

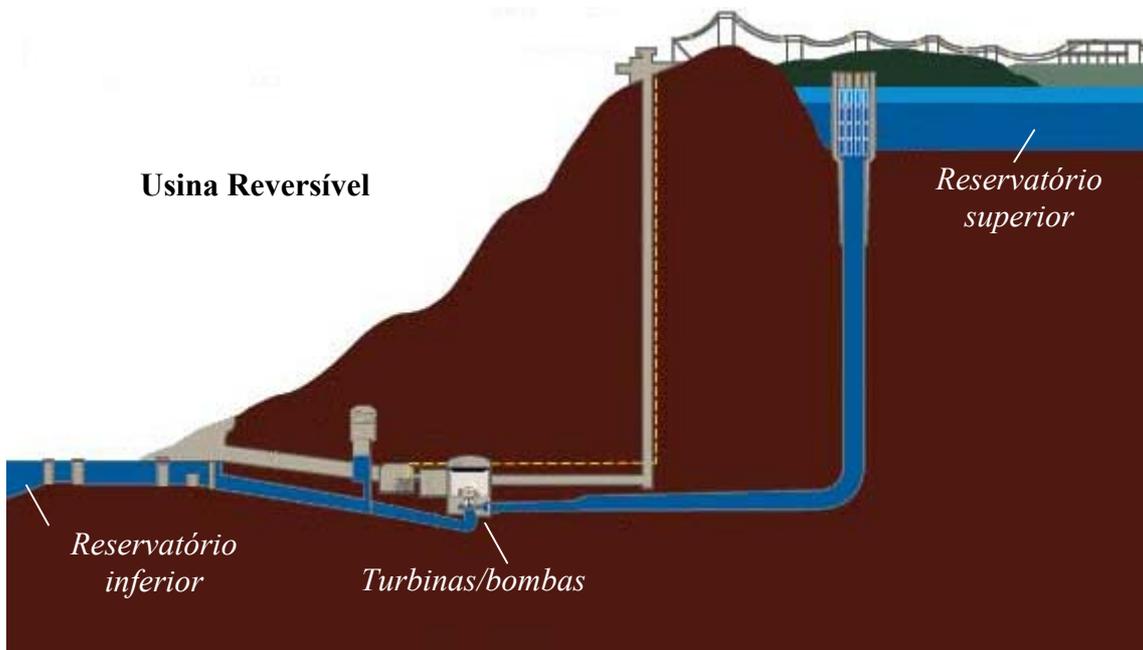
Porém, cada forma de armazenamento possui diferentes características, como: densidade de energia, tempo de carga e descarga, performance e tempo de vida devido aos ciclos de repetição, custos e manutenção. Essas características ajudam a definir a forma de armazenamento apropriada para uma determinada aplicação.

## Apêndice A2 - Formas de armazenamento de energia

Armazenadores de energia são mediadores entre uma fonte primária de energia e uma carga. O fluxo de energia, muitas vezes, não é constante, pois depende da sazonalidade, hora do dia e das condições do tempo. Por outro lado, a demanda de energia também depende de várias circunstâncias, existindo a necessidade de um mediador para gerenciar esse sistema. Denominado armazenamento secundário de energia, essa instalação é projetada para consumir uma porção de energia do sistema de potência, conservando-a em uma determinada forma. Quando necessário para o sistema, essa energia é convertida e transportada na forma requerida pelos consumidores por um adequado período de tempo. A seguir mostra-se algumas formas de armazenamento de energia.

- **Energia mecânica (potencial hidráulica)**

Uma usina hidrelétrica reversível utiliza-se de uma técnica de armazenamento de energia em grande escala. Na **Figura A2.1**, mostra-se a estrutura de uma usina reversível apresentada no site do *Tennessee Valley Authority*.



**Figura A2.1** – Estrutura de uma usina reversível.

Esse sistema é utilizado para armazenamento de energia, na forma de *energia potencial hidráulica*, em períodos de baixa demanda (“fora da ponta”). Neste instante, a

usina bombeia água para um reservatório superior, ou seja, transporta a água de um nível baixo (reservatório inferior) para um nível mais alto (reservatório superior). Durante o pico de carga (“ponta”), quando a descarga de energia é requerida, a energia acumulada (água) pelo reservatório superior é descarregada através das bombas, que atuam como turbinas, suprimindo a demanda e retornando para o reservatório inferior.

Essa técnica de armazenamento de energia, através de usinas reversíveis, é caracterizada por atender a flutuações de carga por períodos de várias horas.

## • Energia Química

Os acumuladores eletroquímicos são os mais tradicionais de todos os dispositivos de armazenamento de energia para sistemas de potência. Os dispositivos eletroquímicos podem ser classificados em três categorias: bateria primária, secundária e célula combustível. A característica comum desses dispositivos é a conversão de *energia química* armazenada em energia elétrica.

A bateria primária e a secundária são constituídas de componentes químicos embutidos no dispositivo, ao passo que, as células combustíveis utilizam-se de combustíveis sintéticos (hidrogênio ou metanol).

Ao contrário da bateria secundária, a química construtiva da bateria primária não permite que se possa recarregá-la. Rigorosamente, esse tipo de bateria não pode ser considerado um sistema genuíno de armazenamento de energia.

A estrutura física da bateria e da célula combustível compreende-se de dois eletrodos conectados a uma fonte externa ou carga e um eletrólito localizado dentro de um recipiente especial. Esses dois eletrodos, montados sobre os lados de um eletrólito, trocam íons com o eletrólito e elétrons com o circuito externo, que são chamados ânodo (-) e cátodo (+), respectivamente.

Baterias e células combustíveis fornecem energia em forma de corrente contínua. Essa energia deve ser transformada em corrente alternada, através de conversores CC/CA, para integração ao sistema de potência.

Essa técnica de armazenamento de energia, através de baterias e células combustíveis, é caracterizada por atender a flutuações de carga por períodos de vários minutos a algumas horas, dependendo de sua composição construtiva.

- **Energia elétrica (eletrostática)**

O capacitor é um dispositivo elétrico que se pode caracterizar como capaz de armazenar cargas elétricas. A energia é armazenada num capacitor na forma de um *campo eletrostático*.

A estrutura física do capacitor é a de duas placas metálicas muito próximas uma da outra e separadas por um material dielétrico, que pode ser polarizado. A capacitância ( $C$ ) do capacitor é definida por uma quantidade de carga ( $q_c$ ) que pode ser armazenada por unidade de tensão ( $V_c$ ),

$$C = \frac{q_c}{V_c}$$

e a energia armazenada pode ser calculada como:

$$W_c = \frac{1}{2} C V_c^2$$

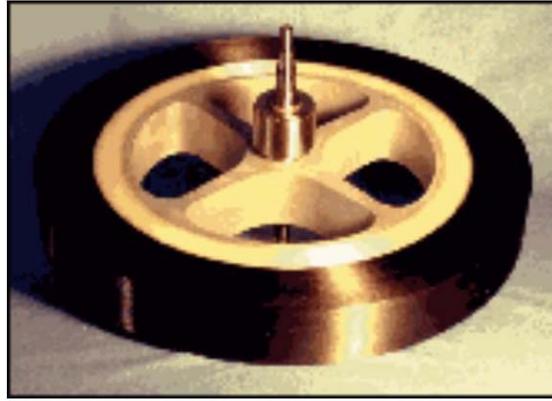
O capacitor apresenta-se como um dispositivo de baixa densidade de energia, quando comparado à bateria; porém, sua resistência interna é extremamente baixa. Isto significa que a densidade de potência pode ser alta quando o capacitor é submetido a um curto-circuito, por exemplo.

Assim como as baterias, os capacitores utilizam-se de dispositivos de eletrônica de potência para converterem sua corrente contínua em alternada.

Essa técnica de armazenamento de energia, através de capacitores, é caracterizada por atender a flutuações de carga por períodos de poucos milissegundos.

- **Energia mecânica (cinética)**

*Flywheel* é um dispositivo mecânico que armazena energia na forma de *energia mecânica cinética*. Na **Figura A2.2**, mostra-se a foto de um *flywheel*, onde a energia é armazenada na massa girante.



**Figura A2.2** – Foto de um “Flywheel”.

Dispositivos com *flywheel* foram conhecidos e utilizados por séculos [28]. Os antigos artesãos utilizavam um pequeno volante sobre uma mesa que, com pequenos impulsos ou energia de entrada para o *flywheel*, conseguiam manter a velocidade de rotação quase constante.

Hoje, sistemas com armazenamento em inércia, encontram-se difundidos em vários campos de utilização e competem com as baterias eletroquímicas e capacitores.

A ciência e a tecnologia dos materiais, muito mais recente, têm possibilitado o desenvolvimento de *flywheels* que podem atuar por intervalos maiores de tempo. A capacidade de energia deste dispositivo é muito pouco utilizada, pois seu peso e custos para essa finalidade são relevantes. A principal utilização dos *flywheels* está vinculada à capacidade de entregar alta potência por curto intervalo de tempo, sendo vinculada a máquinas especiais, como a máquina de indução de rotor bobinado.

A energia contida nas partes girantes da máquina é dada por:

$$W_m = \frac{1}{2} J \omega_r^2$$

onde,  $J$  é o momento de inércia, e  $\omega_r$ , a velocidade angular.

Essa técnica de armazenamento de energia, através do dispositivo flywheel, é caracterizada por atender a flutuações de carga por períodos de vários milisegundos a alguns minutos.

## Apêndice B1 - Modelo Matemático para MIRB

A seguir, é feito o desenvolvimento dos termos da expressão da corrente do estator na direção do eixo “d”; aplicando-se as propriedades trigonométricas F1 e F2, temos:

$$i_{ds} = \frac{2}{3} I_s \left( \begin{array}{l} \text{sen}\omega_s t \cos\theta_s + \frac{1}{4} \text{sen}\omega_s t \cos\theta_s + \frac{\sqrt{3}}{4} \text{sen}\omega_s t \text{sen}\theta_s - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos\omega_s t \cos\theta_s - \frac{3}{4} \cos\omega_s t \text{sen}\theta_s + \\ \frac{1}{4} \text{sen}\omega_s t \cos\theta_s - \frac{\sqrt{3}}{4} \text{sen}\omega_s t \text{sen}\theta_s + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos\omega_s t \cos\theta_s - \frac{3}{4} \cos\omega_s t \text{sen}\theta_s \end{array} \right)$$

$$i_{ds} = \frac{2}{3} I_s \left( \frac{3}{2} \text{sen}\omega_s t \cos\theta_s - \frac{3}{2} \cos\omega_s t \text{sen}\theta_s \right)$$

$$i_{ds} = I_s \text{sen}(\omega_s t - \theta_s)$$

## Apêndice B2 - Modelo Matemático para MIRB

A seguir, é feito o desenvolvimento do termo referente ao enlace de fluxo do estator.

$$\frac{2}{3} \left[ \begin{aligned} & \cos \theta_s \left[ i_a (L_{al} + L_a) - i_b \frac{1}{2} L_a - i_c \frac{1}{2} L_a \right] + \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \left[ i_b (L_{al} + L_a) - i_a \frac{1}{2} L_a - i_c \frac{1}{2} L_a \right] + \\ & \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \left[ i_c (L_{al} + L_a) - i_a \frac{1}{2} L_a - i_b \frac{1}{2} L_a \right] \end{aligned} \right]$$

Para  $i_a + i_b + i_c = 0$ ,

$$\frac{2}{3} \left[ \cos \theta_s \left[ i_a \left( L_{al} + \frac{3}{2} L_a \right) \right] + \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \left[ i_b \left( L_{al} + \frac{3}{2} L_a \right) \right] + \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \left[ i_c \left( L_{al} + \frac{3}{2} L_a \right) \right] \right]$$

Substituindo

$$i_a = I_s \text{sen} \omega_s t$$

$$i_b = I_s \text{sen} \left( \omega_s t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$i_c = I_s \text{sen} \left( \omega_s t + \frac{2\pi}{3} \right)$$

e aplicando as propriedades trigonométricas F1 e F2, temos:

$$\frac{2}{3} \left( L_{al} + \frac{3}{2} L_a \right) \left[ \begin{aligned} & I_s \text{sen} \omega_s t \cos \theta_s + \frac{1}{4} I_s \text{sen} \omega_s t \cos \theta_s - \frac{\sqrt{3}}{4} I_s \cos \omega_s t \cos \theta_s + \frac{\sqrt{3}}{4} I_s \text{sen} \omega_s t \text{sen} \theta_s - \\ & \frac{3}{4} I_s \cos \omega_s t \text{sen} \theta_s + \frac{1}{4} I_s \text{sen} \omega_s t \cos \theta_s + \frac{\sqrt{3}}{4} I_s \cos \omega_s t \cos \theta_s - \frac{\sqrt{3}}{4} I_s \text{sen} \omega_s t \text{sen} \theta_s - \\ & \frac{3}{4} I_s \cos \omega_s t \text{sen} \theta_s \end{aligned} \right]$$

$$\frac{2}{3} \left( L_{al} + \frac{3}{2} L_a \right) I_s \left[ \frac{3}{2} \text{sen} \omega_s t \cos \theta_s - \frac{3}{2} \cos \omega_s t \text{sen} \theta_s \right]$$

$$\left( L_{al} + \frac{3}{2} L_a \right) I_s [\text{sen}(\omega_s t - \theta_s)]$$

$$\left( L_{al} + \frac{3}{2} L_a \right) i_{ds}$$

## Apêndice B3 - Modelo Matemático para MIRB

A seguir, é feito o desenvolvimento do termo referente ao enlace de fluxo mútuo estator-rotor.

$$\begin{bmatrix} \cos \theta_s \left[ i_A L_{aA} \cos \theta + i_B L_{aA} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + i_C L_{aA} \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] + \\ \frac{2}{3} \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \left[ i_B L_{aA} \cos \theta + i_C L_{aA} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + i_A L_{aA} \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] + \\ \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \left[ i_C L_{aA} \cos \theta + i_A L_{aA} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + i_B L_{aA} \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \end{bmatrix}$$

Pode-se reescrever a equação como:

$$\begin{bmatrix} i_A L_{aA} \left[ \cos \theta_s \cos \theta + \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] + \\ \frac{2}{3} i_B L_{aA} \left[ \cos \theta_s \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \theta + \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] + \\ i_C L_{aA} \left[ \cos \theta_s \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \cos \theta \right] \end{bmatrix}$$

Efetando os produtos e lembrando a propriedade trigonométrica F3, chega-se a:

$$\begin{bmatrix} i_A L_{aA} \frac{1}{2} \left[ \cos(\theta_s + \theta) + \cos(\theta_s - \theta) + \cos \left( \theta_s + \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + \cos(\theta_s - \theta) + \cos \left( \theta_s + \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \right. \\ \left. \cos(\theta_s - \theta) \right] + \\ \frac{2}{3} i_B L_{aA} \frac{1}{2} \left[ \cos \left( \theta_s + \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left( \theta_s - \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left( \theta_s + \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left( \theta_s - \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \right. \\ \left. \cos(\theta_s + \theta) + \cos \left( \theta_s - \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] + \\ i_C L_{aA} \frac{1}{2} \left[ \cos \left( \theta_s + \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left( \theta_s - \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + \cos(\theta_s + \theta) + \cos \left( \theta_s - \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + \right. \\ \left. \cos \left( \theta_s + \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left( \theta_s - \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \end{bmatrix}$$

## Apêndice B3 - Modelo Matemático para MIRB (cont.)

$$\left[ \begin{aligned} & i_A L_{aA} \frac{1}{2} \left[ \cos(\theta_s + \theta) + 3 \cos(\theta_s - \theta) + \cos\left(\theta_s + \theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta_s + \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \\ & \frac{2}{3} i_B L_{aA} \frac{1}{2} \left[ \cos(\theta_s + \theta) + \cos\left(\theta_s + \theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta_s + \theta - \frac{2\pi}{3}\right) + 3 \cos\left(\theta_s - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \\ & i_C L_{aA} \frac{1}{2} \left[ \cos(\theta_s + \theta) + \cos\left(\theta_s + \theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta_s + \theta - \frac{2\pi}{3}\right) + 3 \cos\left(\theta_s - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \end{aligned} \right]$$

Para  $i_a + i_b + i_c = 0$ ,

$$\frac{2}{3} \left[ i_A L_{aA} \frac{1}{2} [3 \cos(\theta_s - \theta)] + i_B L_{aA} \frac{1}{2} \left[ 3 \cos\left(\theta_s - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] + i_C L_{aA} \frac{1}{2} \left[ 3 \cos\left(\theta_s - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right]$$

e substituindo:

$$i_A = I_r \text{sen} \omega t$$

$$i_B = I_r \text{sen} \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$i_C = I_r \text{sen} \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$I_r L_{aA} \left[ \text{sen} \omega t \cos(\theta_s - \theta) + \text{sen} \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \cos\left(\theta_s - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \text{sen} \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \cos\left(\theta_s - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

Aplicando-se as propriedades trigonométricas F1 e F2:

$$\left[ \begin{aligned} & \text{sen} \omega t \cos(\theta_s - \theta) + \frac{1}{4} \text{sen} \omega t \cos(\theta_s - \theta) + \frac{\sqrt{3}}{4} \text{sen} \omega t \text{sen}(\theta_s - \theta) - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos \omega t \cos(\theta_s - \theta) - \\ & I_r L_{aA} \left[ \frac{3}{4} \cos \omega t \text{sen}(\theta_s - \theta) + \frac{1}{4} \text{sen} \omega t \cos(\theta_s - \theta) - \frac{\sqrt{3}}{4} \text{sen} \omega t \text{sen}(\theta_s - \theta) + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos \omega t \cos(\theta_s - \theta) - \right. \\ & \left. \frac{3}{4} \cos \omega t \text{sen}(\theta_s - \theta) \right] \\ & I_r L_{aA} \left[ \frac{3}{2} \text{sen} \omega t \cos(\theta_s - \theta) - \frac{3}{2} \cos \omega t \text{sen}(\theta_s - \theta) \right] \end{aligned} \right]$$

## Apêndice B3 - Modelo Matemático para MIRB (cont.)

$$\frac{3}{2} I_r L_{aA} [\text{sen}(\omega t - \theta_s + \theta)]$$

$$\frac{3}{2} L_{aA} i_{dr}$$

## Apêndice B4- Modelo Matemático para MIRB

A seguir, é feito o desenvolvimento dos termos referentes às resistências, admitindo-se enrolamentos balanceados ( $r_a = r_b = r_c = r_s$ ),

$$\frac{2}{3} \left( \cos \theta_s (r_s i_{as}) + \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) (r_s i_{bs}) + \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) (r_s i_{cs}) \right)$$

Aplicando-se:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\operatorname{sen} \theta_s & 1 \\ \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\operatorname{sen} \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) & -\operatorname{sen} \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{\theta s} \end{bmatrix}$$

chega-se a:

$$\left( \begin{array}{l} r_s i_{ds} \cos^2 \theta_s - r_s i_{qs} \cos \theta_s \operatorname{sen} \theta_s + r_s i_{ds} \cos^2 \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) - r_s i_{qs} \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \operatorname{sen} \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) + \\ \frac{2}{3} \left( r_s i_{ds} \cos^2 \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) - r_s i_{qs} \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \operatorname{sen} \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) + \right. \\ \left. r_s i_{\theta s} \left( \cos \theta_s + \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right) \end{array} \right)$$

Aplicando-se as propriedades trigonométricas F4 e F5, resulta em:

$$r_s i_{ds}$$

## Apêndice B5- Modelo Matemático para MIRB

A seguir, é feito o desenvolvimento dos termos referentes aos enlaces de fluxo.

$$v_{ds} = \frac{2}{3} \left( \cos \theta_s \left( \frac{d}{dt} \lambda_{as} \right) + \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \left( \frac{d}{dt} \lambda_{bs} \right) + \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \left( \frac{d}{dt} \lambda_{cs} \right) \right)$$

Através da transformação, tem-se:

$$\cos \theta_s \frac{d}{dt} \lambda_{as} = \left[ \begin{array}{l} -\cos \theta_s \operatorname{sen} \theta_s \frac{d\theta_s}{dt} \lambda_{ds} + \cos^2 \theta_s \frac{d}{dt} \lambda_{ds} - \cos^2 \theta_s \frac{d\theta_s}{dt} \lambda_{qs} - \\ \cos \theta_s \operatorname{sen} \theta_s \frac{d}{dt} \lambda_{qs} + \cos \theta_s \frac{d}{dt} \lambda_{0s} \end{array} \right]$$

$$\cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d}{dt} \lambda_{bs} = \left[ \begin{array}{l} -\cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \operatorname{sen} \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d\theta_s}{dt} \lambda_{ds} + \cos^2 \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d}{dt} \lambda_{ds} - \\ \cos^2 \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d\theta_s}{dt} \lambda_{qs} - \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \operatorname{sen} \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d}{dt} \lambda_{qs} + \\ \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d}{dt} \lambda_{0s} \end{array} \right]$$

$$\cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d}{dt} \lambda_{cs} = \left[ \begin{array}{l} -\cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \operatorname{sen} \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d\theta_s}{dt} \lambda_{ds} + \cos^2 \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d}{dt} \lambda_{ds} - \\ \cos^2 \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d\theta_s}{dt} \lambda_{qs} - \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \operatorname{sen} \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d}{dt} \lambda_{qs} + \\ \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d}{dt} \lambda_{0s} \end{array} \right]$$

Aplicando-se as propriedades trigonométricas F4 e F5, temos o seguinte resultado:

$$\frac{d}{dt} \lambda_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \lambda_{qs}$$

## Apêndice C – Curvas “V”

A seguir, são mostrados os dados de uma máquina e o programa que gera as curvas “V” da MIRB.

```
clear
% Dados
rs=0.435;
xs=0.1885;
xm=26.13;
xr=0.754;
rr=0.816;
fs=60;

%Processamento
i=0;
j=0;
for fr=0.5:0.5:2
    j=j+1;

%Calculos
zth=((xm*fs*rr/fr)^2+(xr*xm)^2)^.5/(((fs*rr/fr)^2+(xr+xm)^2)^.5);
athn=atan((xm*fs*rr/fr)/((-1)*(xr*xm)));
athd=atan((xr+xm)/(fs*rr/fr));
ath=athn-athd+pi;
z=((rs+zth*cos(ath))^2+(xs+zth*sin(ath))^2)^.5;
afi=atan((xs+zth*sin(ath))/(rs+zth*cos(ath)));
x=z*sin(afi);
r=z*cos(afi);

    for v=1:0.2:10
        i=i+1;
        vs(i,j)=127;
        vth(i,j)=(fs*v/fr)*xm/(((rr*fs/fr)^2+(xm+xr)^2)^.5);
        cs(i,j)=(vs(i,j)*r)/(z*vth(i,j));
        acs(i,j)=acos(cs(i,j));
        delta(i,j)=(acs(i,j)-ath)*180/pi;
        q(i,j)=3*(((vs(i,j)^2)/(z^2))*x)-
        (((vs(i,j)*vth(i,j))/z)*sin(acs(i,j)));
        vr(i,j)=v;
```

## Apêndice C – Curva “V” (cont.)

```

isa(i,j)=(vs(i,j)/z)*cos(ath)-(vth(i,j)/z)*cos(acs(i,j));
isr(i,j)=(vs(i,j)/z)*sin(ath)-(vth(i,j)/z)*sin(acs(i,j));
fi(i,j)=(atan(isr(i,j)/isa(i,j)))*180/pi;
is(i,j)=(isa(i,j)^2+isr(i,j)^2)^.5;

iran(i,j)=vr(i,j)-(fr/fs)*vth(i,j)*cos(acs(i,j));
irrn(i,j)=- (fr/fs)*vth(i,j)*sin(acs(i,j));
irn(i,j)=(iran(i,j)^2+irrn(i,j)^2)^.5;
airn(i,j)=(atan(irrn(i,j)/iran(i,j)));

ird(i,j)=(rr^2+((fr/fs)*xr)^2)^.5;
aird(i,j)=atan(((fr/fs)*xr)/rr);

ir(i,j)=irn(i,j)/ird(i,j);
air(i,j)=airn(i,j)-aird(i,j);
ar(i,j)=air(i,j)*180/pi;

var(i,j)=3*vr(i,j)*ir(i,j);
pr(i,j)=3*vr(i,j)*ir(i,j)*cos(air(i,j));

qr(i,j)=3*vr(i,j)*ir(i,j)*sin(air(i,j));
end
    i=0;
end

q=abs(q);

%Figuras
plot(vr,q(:,1),vr,q(:,2),vr,q(:,4))
figure
plot(ir(:,1),q(:,1), ir(:,2),q(:,2), ir(:,4),q(:,4))
figure
plot(pr(:,1),q(:,1), pr(:,2),q(:,2), pr(:,4),q(:,4))
figure
plot(var(:,1),q(:,1), var(:,2),q(:,2), var(:,4),q(:,4))

```

## Apêndice D – Método para medição de tensão em sistemas trifásicos para utilização no controle

A seguir, é feito o desenvolvimento do método para medição de tensão em sistemas trifásicos para utilização no controle, supondo-se as tensões instantâneas nos terminais da MIRB apresentadas abaixo:

$$v_a = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t)$$

$$v_b = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - 2\pi/3)$$

$$v_c = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t + 2\pi/3)$$

Pela equação  $v_{med} = \sqrt{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2}$  e aplicando a propriedade trigonométrica F1, tem-se para a tensão  $v_b$ :

$$\text{sen}\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) = \text{sen}(\omega_s t)\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) - \cos(\omega_s t)\text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right)$$

$$\text{sen}\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2}\text{sen}(\omega_s t) - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\omega_s t)$$

$$\text{sen}^2\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) = \left(-\frac{1}{2}\text{sen}(\omega_s t) - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\omega_s t)\right)^2$$

$$\text{sen}^2\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{1}{4}\text{sen}^2(\omega_s t) + \frac{\sqrt{3}}{2}\text{sen}(\omega_s t)\cos(\omega_s t) + \frac{3}{4}\cos^2(\omega_s t)$$

O mesmo pode ser feito para  $v_c$ .

$$\text{sen}\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) = \text{sen}(\omega_s t)\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \cos(\omega_s t)\text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right)$$

$$\text{sen}\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2}\text{sen}(\omega_s t) + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\omega_s t)$$

$$\operatorname{sen}^2\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) = \left(-\frac{1}{2}\operatorname{sen}(\omega_s t) + \frac{\sqrt{3}}{2}\operatorname{cos}(\omega_s t)\right)^2$$

$$\operatorname{sen}^2\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{1}{4}\operatorname{sen}^2(\omega_s t) - \frac{\sqrt{3}}{2}\operatorname{sen}(\omega_s t)\operatorname{cos}(\omega_s t) + \frac{3}{4}\operatorname{cos}^2(\omega_s t)$$

Resultando em:

$$v = \sqrt{2}V \sqrt{\operatorname{sen}^2(\omega_s t) + \frac{1}{2}\operatorname{sen}^2(\omega_s t) + \frac{3}{2}\operatorname{cos}^2(\omega_s t)} = \sqrt{3}V \sqrt{\operatorname{sen}^2(\omega_s t) + \operatorname{cos}^2(\omega_s t)}$$

$$v = \sqrt{3}V \tag{D1}$$

## Apêndice E – Método para medição de corrente reativa em sistemas trifásicos para utilização no controle

A seguir, é feito o desenvolvimento do método para medição de corrente em sistemas trifásicos para utilização no controle, supondo-se as tensões instantâneas nos terminais da MIRB apresentadas abaixo:

$$v_a = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t)$$

$$v_b = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - 2\pi/3)$$

$$v_c = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t + 2\pi/3)$$

Pela Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix},$$

tem-se:

$$v_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} v_a + \frac{1}{\sqrt{2}} v_b + \frac{1}{\sqrt{2}} v_c \right] = 0$$

$$v_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ v_a - \frac{1}{2} v_b - \frac{1}{2} v_c \right] = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2} V_s \left[ \text{sen}(\omega_s t) - \frac{1}{2} \text{sen}\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{2} \text{sen}\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

Aplicando a propriedade trigonométrica F1, resulta em:

$$v_\alpha = \frac{2}{\sqrt{3}} V_s \left[ \text{sen}(\omega_s t) - \frac{1}{2} \left( \text{sen}(\omega_s t) \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) - \cos(\omega_s t) \text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right) - \right. \\ \left. - \frac{1}{2} \left( \text{sen}(\omega_s t) \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \cos(\omega_s t) \text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right) \right]$$

$$v_\alpha = \frac{2}{\sqrt{3}} V_s \left[ \text{sen}(\omega_s t) + \frac{1}{2} \text{sen}(\omega_s t) \right]$$

$$v_{\alpha} = \sqrt{3}V_s \text{sen}(\omega_s t) \quad (\text{E1})$$

O mesmo podemos fazer para “ $\beta$ ”.

$$v_{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} v_b - \frac{\sqrt{3}}{2} v_c \right] = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2} V_s \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} \text{sen} \left( \omega_s t - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \text{sen} \left( \omega_s t + \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

$$v_{\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}} V_s \left[ \begin{array}{l} \frac{\sqrt{3}}{2} \left( \text{sen}(\omega_s t) \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) - \cos(\omega_s t) \text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right) - \\ - \frac{\sqrt{3}}{2} \left( \text{sen}(\omega_s t) \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \cos(\omega_s t) \text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right) \end{array} \right]$$

$$v_{\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}} V_s \left[ -\frac{3}{4} \cos(\omega_s t) - \frac{3}{4} \cos(\omega_s t) \right]$$

$$v_{\beta} = -\sqrt{3}V_s \cos(\omega_s t) \quad (\text{E2})$$

Supondo-se as correntes instantâneas nos terminais da MIRB apresentadas abaixo:

$$i_a = \sqrt{2}I_s \sin(\omega_s t - \phi)$$

$$i_b = \sqrt{2}I_s \sin(\omega_s t - 2\pi/3 - \phi)$$

$$i_c = \sqrt{2}I_s \sin(\omega_s t + 2\pi/3 - \phi)$$

Pela Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix},$$

tem-se:

$$i_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} i_a + \frac{1}{\sqrt{2}} i_b + \frac{1}{\sqrt{2}} i_c \right] = 0$$

$$i_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right] = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2} I_s \left[ \text{sen}(\omega_s t - \phi) - \frac{1}{2} \text{sen} \left( \omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \phi \right) - \frac{1}{2} \text{sen} \left( \omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \phi \right) \right]$$

Aplicando a propriedade trigonométrica F1, resulta em:

$$i_{\alpha} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_s \left[ \begin{array}{l} \text{sen}(\omega_s t - \phi) - \frac{1}{2} \left( \text{sen}(\omega_s t - \phi) \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) - \cos(\omega_s t - \phi) \text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right) - \\ - \frac{1}{2} \left( \text{sen}(\omega_s t - \phi) \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \cos(\omega_s t - \phi) \text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right) \end{array} \right]$$

$$i_{\alpha} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_s \left[ \text{sen}(\omega_s t - \phi) + \frac{1}{2} \text{sen}(\omega_s t - \phi) \right]$$

$$i_{\alpha} = \sqrt{3} I_s \text{sen}(\omega_s t - \phi) \quad (\text{E3})$$

O mesmo podemos fazer para “β”.

$$i_{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} i_c \right] = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2} I_s \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} \text{sen}\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \phi\right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \text{sen}\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \phi\right) \right]$$

$$i_{\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_s \left[ \begin{array}{l} \frac{\sqrt{3}}{2} \left( \text{sen}(\omega_s t - \phi) \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) - \cos(\omega_s t - \phi) \text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right) - \\ - \frac{\sqrt{3}}{2} \left( \text{sen}(\omega_s t - \phi) \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \cos(\omega_s t - \phi) \text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right) \end{array} \right]$$

$$i_{\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_s \left[ -\frac{3}{4} \cos(\omega_s t - \phi) - \frac{3}{4} \cos(\omega_s t - \phi) \right]$$

$$i_{\beta} = -\sqrt{3} I_s \cos(\omega_s t - \phi) \quad (\text{E4})$$

Pela Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea calcula-se a parcela reativa da potência (q).

$$\begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}$$

$$q = v_{\beta} i_{\alpha} - v_{\alpha} i_{\beta}$$

e substituindo os termos E1, E2, E3 e E4, tem-se.

$$q = 3V_s I_s \left[ -\cos(\omega_s t) \text{sen}(\omega_s t - \phi) + \text{sen}(\omega_s t) \cos(\omega_s t - \phi) \right]$$

Aplicando a propriedade trigonométrica F1, resulta em:

$$q = 3V_s I_s [\text{sen}(\omega_s t - \omega_s t - \phi)] = 3V_s I_s \text{sen}(\phi) \quad (\text{E5})$$

Utilizando-se da transformação inversa da Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea, podemos calcular as componentes “ $\alpha$ ” e “ $\beta$ ” da parcela reativa da corrente.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix}$$

$$\Delta = v_\alpha^2 + v_\beta^2 = 3V^2$$

$$i_\alpha = \frac{1}{\Delta} v_\beta q = \frac{1}{3V_s^2} [(-\sqrt{3}V_s \cos(\omega_s t))(3V_s I_s \text{sen}(\phi))]$$

$$i_\alpha = -\sqrt{3}I_s \cos(\omega_s t) \text{sen}(\phi) \quad (\text{E6})$$

$$i_\beta = -\frac{1}{\Delta} v_\alpha q = -\frac{1}{3V_s^2} [(\sqrt{3}V_s \text{sen}(\omega_s t))(3V_s I_s \text{sen}(\phi))]$$

$$i_\beta = -\sqrt{3}I_s \text{sen}(\omega_s t) \text{sen}(\phi) \quad (\text{E7})$$

Utilizando-se do conceito visto no Apêndice D1, finalmente podemos encontrar o valor da corrente reativa, como será mostrado a seguir:

$$i_{\text{reativa}} = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2}$$

e substituindo os termos E6 e E7, tem-se.

$$i_{\text{reativa}} = \sqrt{(-\sqrt{3}I_s \cos(\omega_s t) \text{sen}(\phi))^2 + (-\sqrt{3}I_s \text{sen}(\omega_s t) \text{sen}(\phi))^2}$$

$$i_{\text{reativa}} = \sqrt{3}I_s \text{sen}(\phi) \sqrt{(\cos(\omega_s t))^2 + (\text{sen}(\omega_s t))^2}$$

$$i_{\text{reativa}} = \sqrt{3}I_s \text{sen}(\phi) \quad (\text{E8})$$

---

---

## Apêndice A - Propriedades Trigonômétricas

$$\operatorname{sen}(A \pm B) = \operatorname{sen}A \cos B \pm \cos A \operatorname{sen}B \quad (\text{F1})$$

$$\cos(A \pm B) = \cos A \cos B \mp \operatorname{sen}A \operatorname{sen}B \quad (\text{F2})$$

$$\cos A \cos B = \frac{1}{2} [\cos(A+B) + \cos(A-B)] \quad (\text{F3})$$

$$\cos^2 A + \cos^2 \left( A - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos^2 \left( A + \frac{2\pi}{3} \right) = \frac{3}{2} \quad (\text{F4})$$

$$\cos A \operatorname{sen}A + \cos \left( A - \frac{2\pi}{3} \right) \operatorname{sen} \left( A - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left( A + \frac{2\pi}{3} \right) \operatorname{sen} \left( A + \frac{2\pi}{3} \right) = 0 \quad (\text{F5})$$

$$\cos A \operatorname{sen}B = \frac{1}{2} [\operatorname{sen}(A+B) - \operatorname{sen}(A-B)] \quad (\text{F6})$$

$$\operatorname{sen}A \operatorname{sen}B = \frac{1}{2} [\cos(A-B) - \cos(A+B)] \quad (\text{F7})$$