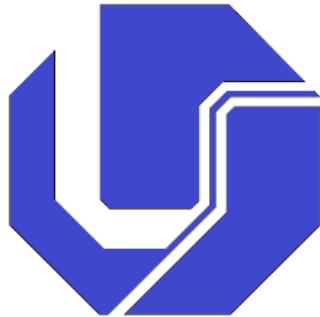


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



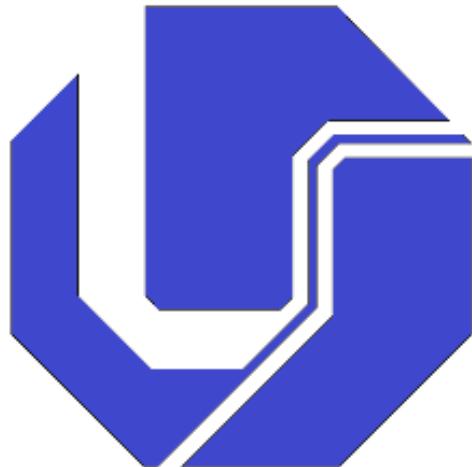
DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**ATENUAÇÃO DO AFUNDAMENTO DE TENSÃO EM
GERADORES SÍNCRONOS ISOLADOS QUANDO
SUBMETIDOS A PARTIDA DIRETA DE MOTORES DE
INDUÇÃO**

Fernando Bento Silva

**MARÇO
2015**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**ATENUAÇÃO DO AFUNDAMENTO DE TENSÃO EM
GERADORES SÍNCRONOS ISOLADOS QUANDO
SUBMETIDOS A PARTIDA DIRETA DE MOTORES DE
INDUÇÃO**

FERNANDO BENTO SILVA

**MARÇO
2015**

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

S586a
2015

Silva, Fernando Bento, 1986-
Atenuação do afundamento de tensão em geradores síncronos
isolados quando submetidos a partida direta de motores de indução /
Fernando Bento Silva. - 2015.
155 f. : il.

Orientador: Luciano Martins Neto.
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Motores elétricos de indução -
Teses. 3. Teoria de comutação - Teses. I. Martins Neto, Luciano, 1948-
II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.3

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ATENUAÇÃO DO AFUNDAMENTO DE TENSÃO EM
GERADORES SÍNCRONOS ISOLADOS QUANDO
SUBMETIDOS A PARTIDA DIRETA DE MOTORES DE
INDUÇÃO**

Dissertação apresentada por Fernando Bento Silva à Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, aprovada em 18/03/2015 pela banca examinadora:

Professor Luciano Martins Neto, Dr. (UFU) – Orientador

Professor Carlos Augusto Bissochi Junior, Dr. (UFU)

Professor Silverio Penin Y Santos, Dr. (UNISANTA)

Uberlândia – MG

Março / 2015

ATENUAÇÃO DO AFUNDAMENTO DE TENSÃO EM
GERADORES SÍNCRONOS ISOLADOS QUANDO
SUBMETIDOS A PARTIDA DIRETA DE MOTORES DE
INDUÇÃO

FERNANDO BENTO SILVA

Dissertação apresentada por Fernando Bento Silva à Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Professor Luciano Martins Neto, Dr.
Orientador

Professor Edgard A. Lamounier Júnior, PhD
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

*Dedico este trabalho a minha família,
pelo estímulo, carinho e compreensão.*

*“Toda a ciência vem de Deus, e se incorpora e individualiza de algum modo nas suas obras; Deus é o manancial eterno de todas as verdades, coisas e suas relações: as suas criaturas inteligentes nada podem saber, nem ter idéias e noções algumas que não seja pelo exercício e experiência da vida, e estudo da natureza, manifestação solene e perpétua da sabedoria e poder infinito da divindade.” Marquês de Maricá – **Máximas, Pensamentos e Reflexões (1839).***

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Luciano Martins Neto, por sua competente orientação, amizade e apoio na realização deste trabalho.

Ao meu coorientador o Professor Carlos Augusto Bissochi Junior, que esteve sempre presente, contribuindo com suas inestimáveis sugestões, que foram úteis para o enriquecimento e realização deste trabalho.

Aos amigos Felipe Adriano da Silva Gonçalves, Wagner Eduardo Vanço e João Paulo Amaral Duarte, por toda ajuda nas montagens e confecção dos equipamentos.

A todos os amigos do laboratório de Máquinas Elétricas Especiais, pelo convívio e companheirismo durante este tempo.

Ao funcionário Rubens Aparecido Assunção, pela amizade e por seus excelentes serviços prestados junto a Faculdade de Engenharia Elétrica.

À Cinara Fagundes P. Mattos pela presteza na realização dos serviços junto à secretaria da pós-graduação.

RESUMO

O presente trabalho apresenta uma proposta baseada no chaveamento controlado de capacitores no instante da partida direta de motores de indução trifásicos, quando estes são supridos energeticamente por geradores síncronos isolados. Este procedimento possibilita atenuar, ou até eliminar o afundamento de tensão que ocorre durante este período transitório. Permitindo uma condição de partida mais suave dos motores, quando vista pelo gerador síncrono.

Para a validação da proposta, será confrontado os resultados obtidos através de simulações computacionais, com os alcançados nos experimentos práticos. Após estas análises, será demonstrado que a proposta pode ter aplicação para os grupos geradores, que quando suprem cargas motoras têm o seu dimensionamento feito baseando na partida de tais máquinas. Podendo levar a um superdimensionamento do grupo gerador, trazendo vários problemas ao seu funcionamento.

Palavras-chave: gerador síncrono isolado, motores de indução, afundamento de tensão, chaveamento de capacitores, grupo gerador.

ABSTRACT

This work presents a proposal based on controlled switching capacitors at the time of direct start of induction motors when they are energy supplied by synchronous generators isolated. This procedure enables mitigate or even eliminate the sag that occurs during this transitional period. Allowing a smoother start condition of the engine, when viewed by the synchronous generator.

To validate the proposal, will be issued the results obtained through computer simulations, with the achieved in practical experiments. After these analyzes, it will be shown that the proposal can be applied for generator sets, that when supplying motor loads have their design made based on starting such machines. May lead to one on generator set sizing, cause various problems for its operation.

Keywords: isolated synchronous generator, induction motors, voltage sag, capacitor switching, generator set.

SUMÁRIO

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO.....	001
1.1 APRESENTAÇÃO.....	001
1.2 MOTIVAÇÃO E OBJETIVO.....	001
1.3 ORGANIZAÇÃO DO CONTEÚDO PRESENTE NO TRABALHO.....	003

CAPÍTULO II

ANÁLISES DE CARACTERÍSTICAS, PARÂMETROS E EQUACIONAMENTOS ENVOLVENDO GERADORES SÍNCRONOS E MOTORES DE INDUÇÃO.....	006
2.1 INTRODUÇÃO.....	006
2.2 GERADORES SÍNCRONOS.....	007
2.2.1 CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS.....	007
2.3 EQUAÇÕES ELÉTRICAS DE UM MÁQUINA SÍNCRONA.....	009
2.3.1 INTRODUÇÃO.....	009
2.3.2 CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS.....	010
2.3.3 EQUAÇÃO DOS FLUXOS CONCATENADOS.....	012
2.3.4 EQUAÇÕES DAS TENSÕES.....	015

2.4 DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DOS GERADORES SÍNCRONOS.....	022
2.4.1 CARACTERÍSTICAS DE CIRCUITO ABERTO E DE CURTO-CIRCUITO.....	022
2.4.2 ENSAIO DE BAIXO ESCORREGAMENTO.....	024
2.4.3 ENSAIO PARA A DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DA CURVA ΩV	026
2.4.4 REATÂNCIA DE DISPERSÃO E REATÂNCIA DE POTIER.....	028
2.4.5 PARÂMETROS ELÉTRICOS DE REGIME TRANSITÓRIO E SUBTRANSITÓRIO PARA GERADORES SÍNCRONOS.....	030
2.4.6 DETERMINAÇÃO DA CONSTANTE DE INÉRCIA DO CONJUNTO GERADOR SÍNCRONO-MÁQUINA PRIMÁRIA.....	033
2.4.6.1 Cálculo aproximado do coeficiente de atrito	033
2.4.6.2 Cálculo do momento de inércia.....	034
2.4.6.3 Cálculo da constante de inércia.....	036
2.5 MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.....	039
2.5.1 CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS	039
2.5.2 CONCEITOS ENVOLVENDO MOTORES DE INDUÇÃO.....	041
2.6 EQUAÇÕES ELÉTRICAS DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.....	043
2.6.1 INTRODUÇÃO.....	043
2.6.2 CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS	044
2.6.3 EQUAÇÕES DE FLUXOS CONCATENADOS E DAS TENSÕES.....	046

2.7 CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.....	047
2.7.1 CARACTERÍSTICAS DE PERFORMANCE.....	049
2.7.2 OBTENÇÃO DO CIRCUITO EQUIVALENTE.....	050
2.7.2.1 Ensaio a vazio.....	050
2.7.2.2 Ensaio de rotor bloqueado.....	051
2.8 PARTIDA DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS.....	056
2.8.1 ANÁLISE DOS MÉTODOS UTILIZADOS PARA A PARTIDA DE MOTORES DE INDUÇÃO QUANDO ALIMENTADOS POR GRUPOS GERADORES.....	058
2.8.1.1 Partida direta.....	058
2.8.1.2 Partida do Motor utilizando tensão reduzida	059
2.8.1.3 Partida de Motores com Autotransformador – Ligação Transição Aberta.....	060
2.8.1.4 Partida de Motores com Autotransformador – Ligação Transição fechada.....	061
2.8.1.5 Partida de Motores com Reator – Ligação Transição fechada.....	062
2.8.1.6 Partida de Motores com Resistor – Ligação Transição fechada.....	063
2.8.1.7 Partida de Motores através da ligação Estrela – Triângulo.....	064
2.8.1.8 Partida de Motores utilizando enrolamento parcial - Ligação Transição fechada.....	065
2.8.1.9 Partida de Motores equipados com rotor bobinado.....	066
2.9 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	067

CAPÍTULO III

INTERRUPTORES AC BIDIRECIONAIS.....	068
3.1 INTRODUÇÃO.....	068
3.2 DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA.....	068
3.3 INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS.....	070
3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	071

CAPÍTULO IV

ANÁLISE TEÓRICA E IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DE UM REGULADOR DE TENSÃO PARA O GERADOR SÍNCRONO.....	072
4.1 INTRODUÇÃO.....	072
4.2 FUNÇÕES DE UM REGULADOR DE TENSÃO (CONTROLE DA EXCITAÇÃO).....	072
4.3 TIPO DE SISTEMA DE EXCITAÇÃO UTILIZADO.....	075
4.3.1 SISTEMA DE EXCITAÇÃO ESTÁTICO.....	075
4.3.2 SISTEMA IMPLEMENTADO PARA O CONTROLE DA EXCITAÇÃO.....	076
4.4 TESTE DO REGULADOR DE TENSÃO PROJETADO, COM A PARTIDA DIRETA DO MOTOR DE INDUÇÃO.....	080
4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	081

CAPÍTULO V

ENSAIOS EXPERIMENTAIS.....	083
5.1 INTRODUÇÃO.....	083
5.2 ENSAIOS PARA DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DO GERADOR SÍNCRONO.....	083
5.2.1 ENSAIO DE LEVANTAMENTO DA CARACTERÍSTICAS DE CIRCUITO A VAZIO E DE CURTO CIRCUITO.....	084
5.2.2 ENSAIO DE BAIXO ESCORREGAMENTO.....	088
5.2.3 ENSAIO PARA A DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DA CURVA ΩV	091
5.2.4 MEDAÇÃO DA RESISTÊNCIA DO ESTATOR DO GERADOR SÍNCRONO.....	093
5.2.5 DETERMINAÇÃO DA CONSTANTE DE INÉRCIA DO CONJUNTO GERADOR SÍNCRONO-MÁQUINA PRIMÁRIA.....	094
5.2.5.1 Cálculo aproximado do coeficiente de atrito	094
5.2.5.2 Cálculo do momento de inércia.....	095
5.2.5.3 Cálculo da constante de inércia.....	096
5.3 VALORES DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS E MECÂNICOS DO GERADOR SÍNCRONO.....	096
5.4 ENSAIOS PARA DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DO MOTOR DE INDUÇÃO.....	098
5.4.1 ENSAIO A VAZIO	098
5.4.2 ENSAIO DE ROTOR BLOQUEADO.....	100
5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	102

CAPÍTULO VI

SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS E TESTES EXPERIMENTAIS.....	103
6.1 INTRODUÇÃO.....	103
6.2 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS.....	103
6.2.1 PARTIDA DIRETA DO MOTOR DE INDUÇÃO.....	104
6.2.1.1 Análise do comportamento indutivo na partida direta do motor de indução.....	106
6.2.2 PARTIDA DO MOTOR DE INDUÇÃO COM O CHAVEAMENTO DOS BANCOS DE CAPACITORES.....	108
6.2.3 COMPARAÇÃO ENTRE OS RESULTADOS SIMULADOS	110
6.3 TESTES EXPERIMENTAIS.....	112
6.3.1 ESPECIFICAÇÃO DOS MOSFETS UTILIZADOS NO CIRCUITO DE POTÊNCIA.....	112
6.3.2 CIRCUITO DE COMANDO DOS INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS.....	113
6.3.3 MONTAGEM DA PLACA.....	115
6.3.4 BARRAMENTO COMPOSTO POR UM CIRCUITO TRIFÁSICO	117
6.3.5 MONTAGEM DA BANCADA DE TESTES.....	117
6.3.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	118
6.3.6.1 Partida direta do motor de indução na prática.....	118
6.3.6.2 Partida do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores na prática.....	120
6.3.7 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	121

6.4 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS SIMULADOS COM OS EXPERIMENTAIS.....	123
6.4.1 PARTIDA DIRETA DO MOTOR DE INDUÇÃO.....	123
6.4.2 PARTIDA DO MOTOR DE INDUÇÃO COM CHAVEAMENTO DOS BANCOS DE CAPACITORES.....	124
6.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	125

CAPÍTULO VII

ESTUDO DA APLICAÇÃO DA PROPOSTA PARA UM GRUPO DIESEL REAL.....	126
7.1. INTRODUÇÃO.....	126
7.2 DADOS UTILIZADOS.....	127
7.3 ESTUDO DO AFUNDAMENTO DE TENSÃO NA PARTIDAS DOS MOTORES DE INDUÇÃO.....	130
7.3.1 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DA PARTIDA DIRETA DOS MOTORES DE INDUÇÃO.....	130
7.3.2 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DA PARTIDA DOS MOTORES DE INDUÇÃO COM CHAVEAMENTO DOS BANCOS DE CAPACITORES.....	133
7.3.3 COMPARAÇÃO ENTRE OS RESULTADOS ENCONTADOS.....	137
7.4 ESPECIFICAÇÕES DE GRUPOS DIESEL SEGUNDO OS FABRICANTES.....	139
7.4.1 DIMENSIONAMENTO DO GRUPO GERADOR SEGUNDO O PROGRAMA SPECSIZER.....	140
7.4.2 DIMENSIONAMENTO DO GRUPO GERADOR SEGUNDO O PROGRAMA GENSIZE.....	140
7.5 CONCLUSÕES.....	143

CAPÍTULO VIII

CONCLUSÕES.....144

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....146

APÊNDICE A

RELÉS DE ESTADO SÓLIDO.....149

A.1 RELÉS DE ESTADO SÓLIDO.....149

A.2 RELÉ DE ESTADO SÓLIDO – SSR3 - TRIFÁSICO - 40 A.....149

APÊNDICE B

B.1 CÓDIGO FONTE UTILIZADO PARA O ACIONAMENTO DO RELÉ DE ESTADO SÓLIDO MAIS OS INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS.....151

B.2 CONFIGURAÇÃO ESQUEMÁTICA DOS PINOS DO ARDUINO NANO.....154

APÊNDICE C

C.1 LAYOUT DA PLACA UTILIZADA PARA ALOJAR OS INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS MAIS O CIRCUITO DE COMANDO.....155

LISTA DE SÍMBOLOS

1. SÍMBOLOS USADOS EM EXPRESSÕES MATEMÁTICAS

Símbolo	Significado	Unidade
C_a	Conjugado de aceleração	N.m
C_{ele}	Conjugado eletromagnético	N.m
C_{mec}	Conjugado mecânico da carga	N.m
$C_{útil}$	Conjugado útil	N.m
E_l	Força contra eletromotriz no estator	V
f	Frequência da tensão terminal	Hz
f_{bl}	Frequência de ensaio de rotor bloqueado	Hz
F_r	Força magnetomotriz do rotor	A.espiras
f_r	Frequência de escorregamento	Hz
H	Constante de inércia	s
\dot{I}	Derivada	
I_l	Corrente do estator	A
I_2	Corrente do rotor referida ao estator	A
I_A	Corrente de armadura do motor	A
I_{bl}	Corrente de linha de rotor bloqueado	A
I_F	Corrente do enrolamento shunt do motor	A
I_m	Corrente em vazio ou de magnetização	A
I_{vz}	Corrente de linha a vazio	A

J	Momento de inercia do conjunto das massas rotativas	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
k	Constante adotada para diferentes classes de motores	
L_d	Indutância de eixo direto	H
L_{jj}	Indutancia própria	H
L_{jk}	Indutância mútua	H
L_m	Amplitude de variação da indutância própria ou mútua	H
L_q	Indutância de eixo em quadratura	H
L_s	Valor médio da indutância própria	H
M	Momento angular do rotor	$\text{kg} \cdot \text{m}^2/\text{s}$
M_D	Valor médio da indutância mútua do estator – enrolamento de eixo direto	H
M_F	Valor médio da indutância mútua estator – enrolamento de campo	H
M_Q	Valor médio da indutância mútua do estator – enrolamento de eixo quadratura	H
M_R	Valor médio da indutância mútua do enrolamento de campo – enrolamento amortecedor de eixo direto	H
M_s	Valor médio da indutância mútua do estator - estator	H
N	Número de espiras por fase	
n	Velocidade de rotação do rotor	rpm
n_s	Velocidade do campo magnético girante do estator	rpm
P	Transformação de Park	
p	Número de polos	
P_{av}	Potência dissipada em atrito e ventilação	W
P_{bl}	Potência elétrica trifásica de rotor bloqueado	W

P_d	Potência desenvolvida	W
P_{ele}	Potência elétrica	W
$P_{estator}$	Potência dissipada no estator	W
P_g	Potência transferida do estator para o rotor	W
P_{mec}	Potência mecânica	W
$P_{núcleo}$	Potência dissipada no núcleo	W
P_{rot}	Perdas rotacionais	W
P_{rotor}	Potência dissipada no rotor	W
P_{vz}	Potência elétrica trifásica a vazio	W
Q_{bl}	Potência reativa de rotor bloqueado	VAr
Q_{vz}	Potência reativa a vazio	VAr
R_1	Resistência do enrolamento do estator	Ω
R_2	Resistência do enrolamento do rotor	Ω
R_A	Resistência das escovas mais a resistência do enrolamento de armadura do motor	Ω
R_{bl}	Resistencia de rotor bloqueado	Ω
R_c	Resistência de perdas no ferro ou perdas no núcleo	Ω
RCC	Relação de curto circuito	
R_F	Resistência do enrolamento de campo shunt	Ω
t	Tempo	s
T_d'	Constante de tempo transitória de curto circuito de eixo direto	s
T_q'	Constante de tempo transitória de curto circuito de eixo em quadratura	s

T''_d	Constante de tempo subtransitória de curto circuito de eixo direto	s
T''_q	Constante de tempo subtransitória de curto circuito de eixo em quadratura	s
T_j	Constante de tempo das massas girantes	s
U_3	Matriz unitária 3 x 3	
V_I	Tensão nominal de fase no motor de indução	V
v_a, v_b, v_c	Tensões nas fases a,b e c	V
V_{bl}	Tensão de fase de rotor bloqueado	V
v_D	Tensão de eixo direto	V
v_F	Tensão de campo	V
v_n	Tensão de neutro	V
v_Q	Tensão de eixo em quadratura	V
V_t	Tensão terminal da máquina síncrona	V
V_n	Tensão nominal da máquina síncrona	V
V_{vz}	Tensão de fase a vazio	V
X'_d	Reatância síncrona transitória de eixo direto	Ω
X'_q	Reatância síncrona transitória de eixo em quadratura	Ω
X''_d	Reatância síncrona subtransitória de eixo direto	Ω
X''_q	Reatância síncrona subtransitória de eixo em quadratura	Ω
X_I	Reatância de dispersão do enrolamento do estator	Ω
X_2	Reatância de dispersão do rotor	Ω
X_{base}	Reatância base	Ω
X_{bl}	Reatância de rotor bloqueado	Ω

X_d	Reatância síncrona de eixo direto	Ω
X_{ds}	Reatância síncrona de eixo direto saturada	Ω
X_l	Reatância de dispersão	Ω
X_m	Reatância de magnetização	Ω
X_P	Reatância síncrona de Potier	Ω
X_q	Reatância síncrona de eixo em quadratura	Ω
X_{vz}	Reatância a vazio	Ω
α_{ij}	Ângulo entre os eixos	graus
δ_r	Ângulo de fase elétrica entre os eixos magnéticos	rad elétrico
η	Rendimento	%
θ_m	Deslocamento angular (ângulo mecânico) do rotor com relação a um eixo estacionário	rad
λ	Fluxo concatenado	Wb
σ	Coeficiente de atrito	N.m.s/rad
Φ_{sr}	Fluxo resultante por polo no entreferro	Wb
Ω	Velocidade angular da máquina primária	rad/s
w_s	Velocidade síncrona	rad/s

2. ABREVIATURAS E SIGLAS

Símbolo	Significado
<i>MOSFET</i>	“Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor”
<i>IGBT</i>	“Insulated Gate Bipolar Transistors”
<i>SCR</i>	“Silicon Controlled Rectifier”
<i>GTO</i>	“Gate Turn-Off Thyristor”
<i>MIT</i>	Motor de Indução Trifásico
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>VP</i>	Variável do Processo
<i>SP</i>	“Setpoint”
<i>PWM</i>	“Pulse Width Modulated”
<i>rms</i>	“Root mean square”

LISTA DE FIGURAS

CAPÍTULO II

Figura 2.1 - Estator de um turbogerador.....	007
Figura 2.2 - Rotor de um turbogerador de grande porte.....	008
Figura 2.3 - Rotor de um gerador de uma usina hidrelétrica.....	008
Figura 2.4 - Representação esquemática da máquina síncrona.....	010
Figura 2.5 - Diagrama esquemático de uma máquina síncrona operando como gerador, mostrando os circuitos elétricos correspondentes aos enrolamentos de estator e rotor.	016
Figura 2.6 – Característica de circuito aberto e de curto-círcuito.....	022
Figura 2.7 - Ensaio de baixo escorregamento.....	025
Figura 2.8 – Obtenção da curva Ωv	027
Figura 2.9 - Diferenças entre os valores das reatâncias de dispersão e de Potier.....	029
Figura 2.10 - Variação das reatâncias de eixo direto e de quadratura em função da posição angular do rotor. “Curva a” para geradores de polos salientes e “curva b” para turbogeradores.....	030
Figura 2.11 - Variação das reatâncias em função da posição angular do rotor. “Curva a” para geradores de polos salientes e “curva b” para turbogeradores.....	031
Figura 2.12 - Variação das reatâncias subtransitórias em função da posição angular do rotor. “Curva a” para geradores de polos salientes com gaiola completa e “curva b” para geradores de polos salientes com grades amortecedoras.....	031
Figura 2.13 - Diagrama de ligação shunt de um motor de corrente contínua.....	033
Figura 2.14 - Curva de desaceleração do conjunto motor-gerador.....	035

Figura 2.15 - Gerador síncrono elementar de dois polos.....	037
Figura 2.16 - Estator de um motor de indução de pequeno porte.....	040
Figura 2.17 - Diagrama em corte de um motor de indução de rotor bobinado. Repara-se nas escovas e anéis coletores.....	041
Figura 2.18 - Diagrama em corte de um pequeno motor de indução rotor em gaiola.....	041
Figura 2.19 - Diagrama vetorial de um motor de indução trifásico.....	044
Figura 2.20 Circuito equivalente monofásico de um motor de indução.....	048
Figura 2.21 - Corte da seção transversal dos tipos de rotor dos motores de indução gaiola. (a) Classe A – barras grandes e próximas a superfície; (b) Classe B – barras grandes e profundas; (c) Classe C – barras em dupla gaiola; (d) Classe D – barras pequenas e próximas a superfície.....	054
Figura 2.22 - Curvas típicas de conjugado em função da velocidade para diferentes desenhos de rotores.....	054
Figura 2.23 - Curvas de conjugado em função da velocidade dos motores das categorias D, H e N.....	056
Figura 2.24 - (a) Diagrama de partida direta do motor; (b) Curvas típicas de torque e potência aparente (kVA) para motores de indução gaiola de esquilo utilizando a partida direta.....	059
Figura 2.25 - (a) Diagrama de partida usando autotransformador com ligação transição aberta; (b) Curvas típicas de torque e potência aparente (kVA) para motores de indução gaiola de esquilo utilizando este método de partida.....	060
Figura 2.26 - (a) Diagrama de partida usando autotransformador com ligação transição fechada; (b) Curvas típicas de torque e potência aparente (kVA) para motores de indução gaiola de esquilo utilizando este método de partida.....	061
Figura 2.27 - (a) Diagrama de partida usando reator com ligação transição fechada; (b) Curvas típicas de torque e potência aparente (kVA) para motores de indução gaiola de esquilo utilizando este método de partida.....	062

Figura 2.28 - (a) Diagrama de partida usando resistor com ligação transição fechada; (b) Curvas típicas de torque e potência aparente (kVA) para motores de indução gaiola de esquilo utilizando este método de partida.....	063
Figura 2.29 - (a) Diagrama de partida usando a ligação Estrela – Triângulo; (b) Curvas típicas de torque e potência aparente (kVA) para motores de indução gaiola de esquilo utilizando este método de partida.....	064
Figura 2.30 - (a) Diagrama de partida usando enrolamento parcial ligação transição fechada; (b) Curvas típicas de torque e potência aparente (kVA) para motores de indução gaiola de esquilo utilizando este método de partida.....	065
Figura 2.31 - (a) Diagrama de partida usando motores equipados com rotor bobinado; (b) Curvas típicas de torque e potência aparente (kVA) para motores de indução gaiola de esquilo utilizando este método de partida.....	066

CAPÍTULO III

Figura 3.1 - Símbolos de alguns dispositivos semicondutores de potência.....	069
Figura 3.2 - Possíveis configurações de interruptores bidirecionais: (a) Mosfets em anti-serie, com source comum; (b) IGBTs em anti-série, com emissor comum.....	070

CAPÍTULO IV

Figura 4.1 - Variação da tensão no tempo em decorrência de uma mudança repentina de carga.....	073
Figura 4.2 - Diagrama de ligação do sistema de excitação estático.....	075
Figura 4.3 - Diagrama de bloco simplificado de um sistema de excitação genérico.....	076
Figura 4.4 Diagrama de ligação do sistema implementado para o controle da excitação.....	076

Figura 4.5 - Onda triangular utilizada para gerar o PWM.....	077
Figura 4.6 - PWM gerado para acionar o mosfet IRFP264N.....	078
Figura 4.7 - Diagrama de blocos do controle do sistema de excitação.....	079
Figura 4.8 - Foto do circuito eletrônico que representa o controle de excitação.....	079
Figura 4.9 - Foto do circuito eletrônico que representa o drive do mosfet.....	080
Figura 4.10 – Afundamento para a tensão de linha nos terminais do gerador síncrono, devido a partida direta de um motor de indução de 2 cv.....	081

CAPÍTULO V

Figura 5.1 - Ligação em dupla estrela.....	084
Figura 5.2 - Curva de característica a vazio.....	086
Figura 5.3 - Curva de característica de curto circuito.....	086
Figura 5.4 - Ensaio de baixo escorregamento registrado pelo osciloscópio.....	088
Figura 5.5 - Plotagem gráficas da tensão e corrente do ensaio de baixo escorregamento.....	089
Figura 5.6 - Zoom nos gráficos de tensão e corrente. Os gráficos a esquerda representam os valores máximo de tensão para o mínimo de corrente, e os gráficos a direita representam o mínimo de tensão para o máximo de corrente.....	090
Figura 5.7 - Triângulo de Potier e a curva Ωv	092
Figura 5.8 - Curva de desaceleração do conjunto motor-gerador utilizado.....	095
Figura 5.9 - Ligação estrela série.....	097
Figura 5.10 - Circuito equivalente monofásico do motor de indução ensaiado.....	102

CAPÍTULO VI

Figura 6.1 - Circuito utilizado na partida direta do motor de indução.....	104
Figura 6.2 – (a) Parâmetros elétricos e mecânicos do gerador síncrono; (b) Parâmetros elétricos e mecânicos do motor de indução.....	105
Figura 6.3 - Afundamento de tensão durante a partida direta do motor de indução.....	106
Figura 6.3.1 – Trecho separado, análise do defasamento angular entre tensão e corrente, partida do motor de indução.....	107
Figura 6.4 - Circuito utilizado na partida direta do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores.....	108
Figura 6.5 - Pulso para disparar os interruptores bidirecionais dos bancos B2 e B3.....	109
Figura 6.6 - Tensões e correntes nos mosfets, durante o chaveamento do banco B3.....	109
Figura 6.7 - Afundamento de tensão durante a partida direta do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores.....	110
Figura 6.8 - Comparação gráfica das formas de ondas; (a) partida direta do motor de indução; (b) com chaveamento dos bancos de capacitores.....	111
Figura 6.9 - Mosfet STP10NK90ZFP.....	112
Figura 6.10 - Circuito de controle composto pelo Arduino Nano e os botões de acionamento.....	114
Figura 6.11 - Diagrama esquemático para os circuitos de comando de “gate” dos mosfets em anti-série.....	114
Figura 6.12 – Diagrama do opto-acoplador PC817 da SHARP.....	115
Figura 6.13 – Diagrama esquemático da ligação simplificada, dois interruptores bidirecionais por fase e uma ligada diretamente.....	116

Figura 6.14 – Placas com seus interruptores bidirecionais por fase, e os banco de capacitores utilizados.....	116
Figura 6.15 - Circuito trifásico do barramento.....	117
Figura 6.16 - Gerador síncrono acoplado ao eixo do motor de corrente contínua.....	117
Figura 6.17 - Montagem da bancada de testes, que representa o circuito utilizado na partida direta do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores.....	118
Figura 6.18 - Imagem do afundamento de tensão durante a partida direta do motor de indução, registrado na prática.....	119
Figura 6.19 - Imagem do afundamento de tensão durante a partida direta do motor de indução, registrado pelo osciloscópio.....	119
A Figura 6.20 - Imagem do afundamento de tensão durante a partida direta do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores, registrado pelo osciloscópio.....	120
A Figura 6.21 – Imagem do afundamento de tensão durante a partida direta do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores, registrado pelo osciloscópio.....	121
Figura 6.22 - Comparaçāo gráfica das formas de ondas dos resultados práticos; (a) Partida do motor de indução diretamente; (b) Com chaveamento do bancos de capacitores.....	122
Figura 6.23- Comparaçāo gráfica do afundamento de tensão durante a partida direta do motor de indução, na simulação e no teste experimental.....	123
Figura 6.24- Comparaçāo gráfica do afundamento de tensão durante a partida do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores, na simulação e no teste experimental.....	124

CAPÍTULO VII

Figura 7.1 - Circuito utilizado na partida direta dos motores de 75 e 40 cv.....	130
--	-----

Figura 7.2 - Afundamento de tensão provocado pela partida direta dos motores de 75 e 40 cv.....	131
Figura 7.3 – Zoom da Figura 2.26, para o intervalo de 5 a 7,5 segundos.....	132
Figura 7.4 – Zoom da Figura 2.26, para o intervalo de 10 a 13 segundos.....	132
Figura 7.5 - Circuito utilizado na partida dos dois motores de indução com chaveamento dos bancos de capacitores.....	133
Figura 7.6 - Pulso de disparo dos interruptores bidirecionais, na partida do motor de 75 cv.....	134
Figura 7.7 - Diagrama esquemático da ligação dos interruptores bidirecionais implementados com IGBTs.....	134
Figura 7.8 - Pulso de disparo dos interruptores bidirecionais, na partida do motor de 40 cv.....	135
Figura 7.9 - Afundamento de tensão provocado pela partida dos motores de 75 cv e eliminação do afundamento provocado pelo motor de 40 cv.....	135
Figura 7.10 - Zoom da Figura 7.9, para o intervalo de 5 a 6,8 segundos, para a verificação da redução do afundamento.....	136
Figura 7.11 - Zoom da Figura 7.9, para o intervalo de 10 a 12 segundos, para a verificação da eliminação do afundamento de tensão na partida do motor de 40 cv.....	136
Figura 7.12 - Comparação na partida do motor de 75 cv; (a) Partida direta; (b) Com chaveamento dos bancos de capacitores.....	137
Figura 7.13 - Comparação na partida do motor de 40 cv; (a) Partida direta; (b) Com chaveamento dos bancos de capacitores.....	138
Figura 7.14 - Relatório com os dados de especificação do grupo diesel, e as etapas de carga transitória e de funcionamento final.....	140
Figura 7.15 - Resumo da análise do carregamento do grupo gerador.....	141

Figura 7.16 - Mensagem de erro na especificação do grupo gerador.....142

Figura 7.17 - Dados da lista de resumo das cargas.....142

APÊNDICE A

Figura A.1 - Foto do relé de estado sólido utilizado nos experimentos práticos.....149

APÊNDICE B

Figura B.1 - Configuração esquemática da distribuição dos pinos do Arduino Nano.....154

APÊNDICE C

Figura C.1 - Layout da placa utilizada para alojar os interruptores bidirecionais mais o circuito de comando.....155

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO II

Tabela 2.1: Valores dos parâmetros em regime permanente, transitório e subtransitório para geradores síncronos.....	032
Tabela 2.2: Relação entre X1 e X2 em função da classe.....	055
Tabela 2.3: Relação entre X1 e X2 em função da categoria.....	055
Tabela 2.4: Valores de potência aparente demandada na partida pela potência ativa para cada letra de código.....	057
Tabela 2.5: Demanda na partida de um motor de indução trifásico conforme a NBR 7094...	058

CAPÍTULO V

Tabela 5.1: Dados de placa do gerador síncrono ensaiado.....	084
Tabela 5.2: A tabela a esquerda contém os valores da curva de circuito a vazio, e a tabela da direita contém os valores da curva de curto circuito.....	085
Tabela 5.3: Valores medidos para o ensaio de determinação experimental da curva ΩV	091
Tabela 5.4: Dados do motor de corrente contínua no ensaio.....	094
Tabela 5.5: Velocidade e tempo de desaceleração.....	095
Tabela 5.6: Valores dos parâmetros elétricos e mecânicos do gerador síncrono, obtido através dos ensaios.....	097

Tabela 5.7: Valores dos parâmetros elétricos de regime transitório e subtransitório estimados, considerando $X_d = 1,85$ pu.....	098
Tabela 5.8: Dados de placa do motor de indução ensaiado.....	098
Tabela 5.9: Medidas do ensaio a vazio.....	099
Tabela 5.10: Valores de resistência medidos.....	099
Tabela 5.11: Medidas do ensaio de rotor bloqueado.....	100

CAPÍTULO VI

Tabela 6.1: Características operacionais do mosfet STP10NK90ZFP.....	113
--	-----

CAPÍTULO VII

Tabela 7.1: Dados do motor acionador.....	127
Tabela 7.2: Dados e parâmetros do gerador síncrono.....	127
Tabela 7.3: Parâmetros do MIT 1.....	128
Tabela 7.4: Parâmetros do MIT 2.....	129

APÊNDICE A

Tabela A.1: Características de funcionamento dos relés de estado sólido do fabricante (NOVUS, 2015).....	150
--	-----

APÊNDICE B

Tabela B.1: Numeração dos pinos e descrição.....154

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

1.1. APRESENTAÇÃO

Atualmente houve um aumento significativo do uso de grupos geradores a diesel. No suprimento energético de cargas isoladas, ou de cargas como indústrias, shoppings, hospitais, condomínios entre outras. Seja para o fornecimento de energia elétrica na emergência. Seja para o fornecimento no período de ponta, com o intuito de reduzir os gastos com energia elétrica comprada das concessionárias.

Com isso, os grupos de geradores a diesel estão sujeitos a suprir energeticamente vários tipos de cargas, dentre elas os motores de indução, que podem provocar grandes afundamentos de tensão no barramento onde estão conectados.

Devido aos afundamentos de tensão nos geradores síncronos (constituintes dos grupos diesel), quando estes alimentam cargas indutivas, como motores de indução, que consomem durante a partida direta elevadas correntes, leva na prática a um superdimensionamento do grupo diesel. O que influência no aumento de custos na aquisição destes equipamentos. Assim, seria interessante estudar tal fato, a fim de encontrar uma solução técnica e economicamente viável para este problema.

Este trabalho se baseará em simulações computacionais, e a partir destas realizar um experimento prático a fim de comprovar a veracidade da proposta. Além de realizar um estudo de caso para um grupo de gerador real que alimentará dois motores, verificando se a proposta também é aplicável neste caso.

1.2. MOTIVAÇÃO E OBJETIVO

Sabe-se que motores de indução demandam correntes da ordem de 8 a 9 vezes a nominal durante a partida. E nestes casos, a potência aparente em kVA durante esse período é da ordem de 8 a 9 vezes maior que a potência do motor expressa em cv. Por

outro lado, a potência ativa expressa em kW é aproximadamente 1/3 da potência aparente (SANTOS, 2004).

Em uma instalação onde a carga principal é um motor de indução trifásico cuja partida seja direta, o dimensionamento do gerador é efetuado em função da potência demandada pelo motor durante a partida. Nestas condições pode ocorrer um impasse: para atender a demanda de potência aparente exigida pelo motor, o gerador deve ser superdimensionado, porém para preservar a padronização do grupo gerador e em função do interfaceamento mecânico entre o gerador e o motor acionador, este é superdimensionado. Provoca-se assim investimento elevado, e maior consumo de combustível, por trabalhar longe da faixa otimizada de projeto. Quando o acionador é um motor diesel, o funcionamento com carga menor que 30%, pode gerar uma quantidade excessiva de combustível não queimado, que irá produzir aumento de pressão no próximo tempo de compressão do motor, reduzindo a lubrificação entre as camisas dos cilindros e os anéis de segmento, resultando, com a continuidade do processo, em desgaste, que num primeiro momento, é conhecido como "espelhamento" das camisas dos cilindros, podendo determinar danos permanentes.

Os fabricantes disponibilizam aplicativos que selecionam unidades geradoras completas para atender as necessidades do consumidor quando existem motores de indução trifásicos nas cargas. As variáveis do aplicativo são: potência do motor, tipo de partida, classificação quanto a corrente de partida (NEMA MG 1) e valor permitido para o afundamento. Caso a potência das cargas com os motores de indução trifásicos trabalhando em regime permanente seja menor que 30% da potência do grupo, o aplicativo desaconselha sua utilização e notifica perda de garantia (SANTOS, 2004).

Nota-se que na partida de motores de indução trifásico, as correntes apresentam elevados valores, possuindo em sua maior parcela correntes altamente indutivas, baixo fator de potência, ou seja drenam um elevado valor de potência reativa do gerador síncrono. Algo, que não se consegue compensar com apenas a atuação do regulador de tensão, levando ao afundamento de tensão, ou em casos extremo o gerador síncrono nem consegue suprir a partida destes motores.

Segundo (CARVALHO E. F., 2012) a atuação para a recuperação da tensão no gerador é basicamente feito pelo controle do seu sistema de excitação, no caso estático e rotativo.

Ele propõem de forma teórica o uso de um banco de capacitores com controle do sequenciamento dos valores de capacidade com o objetivo de criar condições menos severas, na recuperação da tensão, para o sistema de excitação do gerador, quando este alimenta motores de indução.

Desta forma o presente trabalho propõe utilizar o chaveamento controlado de bancos de capacitores (através de interruptores bidirecionais de estado sólido) no instante da partida dos motores de indução quando conectados em geradores síncronos isolados. Com o intuito de fornecer o reativo necessário, atenuando o afundamento de tensão, e permitindo uma condição de partida mais suave, quando vista pelo gerador síncrono. Assim, esta proposta sendo aplicada nos geradores síncronos utilizados nos grupos diesel contribuirá com:

1. Redução nos custos com uma possível aquisição de grupos diesel menores, pois não necessitará mais optar pelo superdimensionamento, o chaveamento controlado de capacitores fornecerá a grande maioria do reativo necessário na partida, desta forma o grupo diesel poderá ter uma potência menor.
2. Também irá contribuir com economia de combustível. Com um grupo diesel menor (não superdimensionado), ele passa a operar com melhores rendimento. Este poderá ser dimensionado para trabalhar próximo de seu carregamento nominal.
3. O que leva o equipamento funcionar na faixa de garantia dos fabricantes, pois não trabalhará com apenas 30 % da potência do grupo, não causando danos ao motor a diesel.

1.3. ORGANIZAÇÃO DO CONTEÚDO PRESENTE NO TRABALHO

Este trabalho encontra-se organizado da seguinte maneira:

O Capítulo I apresenta a introdução, que expõem o tema no contexto atual. Evidencia o problema, a solução proposta e as melhorias que podem ser obtidas tanto técnica como econômica.

O Capítulo II apresenta uma revisão bibliográfica sobre geradores síncronos e motores de indução, onde são apresentados as características, os equacionamentos, os tipos de ensaios e as formas de se obter os parâmetros eletromecânicos de ambas máquinas, sendo realizados no Capítulo V. Sendo tais parâmetros fundamentais no preenchimento dos dados nas simulações computacionais no Capítulo VI.

O Capítulo III apresenta uma revisão bibliográfica sobre os dispositivos semicondutores de potência utilizados para chaveamento em corrente alternada e corrente contínua, enfatizando o porquê do uso dos interruptores bidirecionais. Estes dispositivos serão utilizados nas simulações computacionais e também implementados para os testes práticos, no Capítulo VI, com a função de chavear de forma controlada os bancos de capacitores.

O Capítulo IV apresenta o princípio de funcionamento, termos envolvidos e o desenvolvimento de um regulador de tensão para o gerador. Este regulador de tensão será utilizado no gerador síncrono quando for realizados os testes experimentais no Capítulo VI.

O Capítulo V apresenta todos os ensaios práticos e as considerações feitas, levantando os parâmetros eletromecânicos do gerador síncrono e do motor de indução.

O Capítulo VI apresenta as simulações e os testes experimentais que foram realizados no laboratório. Comparando os resultados encontrados nos dois casos, comprovando a veracidade da proposta aqui defendida.

O Capítulo VII apresenta a aplicação da proposta para um grupo diesel real de 250 kVA, onde é coletado os dados do trabalho de (SANTOS, 2004) e a partir deste realizar as simulações computacionais. E destas poder também comprovar que a proposta é aplicável. Também será mostrado como seria feito um dimensionamento segundo os programas dos fabricantes de grupos geradores, para suprir as mesmas cargas utilizadas nas simulações.

O Apêndice A define o que é um relé de estado sólido, também chamados de SSRs. Mostrando as características do relé Novus SSR3-4840, que foi fundamental para a realização dos testes experimentais do Capítulo VI.

No Apêndice B é apresentado o código fonte utilizado para gerar os pulsos de disparo dos interruptores bidirecionais e a configuração esquemática dos pinos do Arduino Nano.

O Apêndice C apresenta o layout da placa de disparo dos interruptores bidirecionais, utilizadas nos testes experimentais do Capítulo VI.

CAPÍTULO II

ANÁLISES DE CARACTERÍSTICAS, PARÂMETROS E EQUACIONAMENTOS ENVOLVENDO GERADORES SÍNCRONOS E MOTORES DE INDUÇÃO

2.1. INTRODUÇÃO

Uma máquina síncrona é uma máquina de corrente alternada, cuja velocidade é proporcional à frequência da corrente de sua armadura. O rotor, juntamente com o campo magnético criado pela excitação com corrente continua do campo do rotor, gira na mesma velocidade ou em sincronismo com o campo magnético girante, produzido pelas correntes de armadura, resultando em um conjugado constante (FITZGERALD, 2006).

Segundo (DEL TORO, 1999) uma característica que distingue os motores de indução é que eles são máquinas com excitação única. Embora tais máquinas sejam equipadas tanto com um enrolamento de campo como com um enrolamento de armadura, em condições normais de utilização a fonte de energia é conectada a um único enrolamento, o enrolamento de campo. As correntes circulam no enrolamento de armadura por indução, o que cria uma distribuição de força ampère-condutor que interage com a distribuição de campo para produzir um torque líquido unidirecional. A frequência da corrente induzida no condutor é dita pela velocidade do rotor na qual está colocada. Contudo, a relação entre a velocidade do rotor e a frequência da corrente de armadura é tal que dá uma distribuição ampère-condutor resultante que é estacionária em relação à distribuição do campo. Como resultado, a máquina de indução com excitação única é capaz de produzir torque a qualquer velocidade abaixo da velocidade síncrona. Por esta razão, a máquina de indução é classificada como uma máquina assíncrona.

Baseando no estudo de tais máquinas, este capítulo analisa as características construtivas, equacionamento e a teoria de alguns dos ensaios que visam obter os

parâmetros de circuito elétrico de ambas máquinas. Tal embasamento servirá para o preenchimento de dados do circuito utilizado nas simulações computacionais.

2.2 GERADORES SÍNCRONOS

2.2.1 CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS

O gerador síncrono é usado universalmente pelas concessionárias de energia elétrica para fornecer potência trifásica e monofásica aos seus consumidores. Uma máquina síncrona possui um enrolamento polifásico no estator, também conhecido como armadura, onde uma corrente alternada flui e um enrolamento de campo, onde uma excitação é fornecida em corrente contínua ao rotor.

A armadura é idêntica ao estator das máquinas de indução, e em uma máquina síncrona a velocidade é constante e sempre gira com escorregamento zero a velocidade síncrona, que depende da frequência e do número de polos. A Figura 2.1 mostra a foto de um estator de um gerador síncrono de grande porte.



Figura 2.1 - Estator de um turbogerador (ANDRITZ, 2015).

O rotor pode ser de dois tipos, de pólos lisos e de pólos salientes. A construção de um rotor de pólos lisos é usada para máquinas de rotações maiores, sendo de dois e quatro polos, como no caso dos turbogeradores. A Figura 2.2, mostra uma foto de um rotor de um turbogerador de grande porte.



Figura 2.2 - Rotor de um turbogenerator de grande porte.

Já a construção com polos salientes é melhor adaptada aos geradores hidrelétricos de baixa velocidade, e à maioria dos motores síncronos. A Figura 2.3 mostra a foto de um rotor de um gerador de uma usina hidrelétrica.



Figura 2.3 - Rotor de um gerador de uma usina hidrelétrica (WEG, 2015).

2.3 EQUAÇÕES ELÉTRICAS DE UM MÁQUINA SÍNCRONA

2.3.1 INTRODUÇÃO

Antes de escrever as equações de tensão da máquina síncrona é preciso determinar inicialmente as expressões para as suas diversas indutâncias, levando em consideração que o acoplamento magnético entre cada par de enrolamentos é função da posição do rotor. Este fato é ainda mais evidente em máquinas de rotor de polos salientes do que naquelas de rotor cilíndrico ou liso, devido a maior relutância nas regiões interpolares (maior entreferro). Deve-se observar que a indutância varia inversamente com a relutância à passagem do fluxo, sendo, portanto, maior na direção do eixo polar (eixo d) do que na direção do eixo em quadratura (eixo q) (GUIMARÃES, 2008).

Para uma análise do equacionamento de uma máquina síncrona algumas considerações foram feitas. Assume-se que a máquina síncrona sob consideração possui seis enrolamentos magneticamente acoplados, distribuídos da seguinte maneira:

- 3 enrolamentos de estator (armadura) - simbolizados por a, b e c;
- 1 enrolamento de campo (excitação) - simbolizado por F;
- 2 enrolamentos amortecedores - simbolizados por D e Q.
- A notação L_{jk} será utilizada para representar indutância própria quando $j = k$ e para indutância mútua quando $j \neq k$.
- $L_{jk} = L_{kj}$ para todos os casos (a matriz de indutâncias é simétrica).
- Indutâncias constantes serão representadas com apenas um índice.
- Dois enrolamentos com eixos deslocados de 90° possuem indutância mútua nula.
- Uma vez obtida a indutância relativa a fase a, aquelas correspondentes às outras fases b e c terão valores defasados de $-2\pi/3$ e $2\pi/3$ radianos, respectivamente.

2.3.2 CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS

A Figura 2.4 fornece uma representação esquemática da máquina síncrona, indicando todos os seus enrolamentos e os eixos correspondentes.

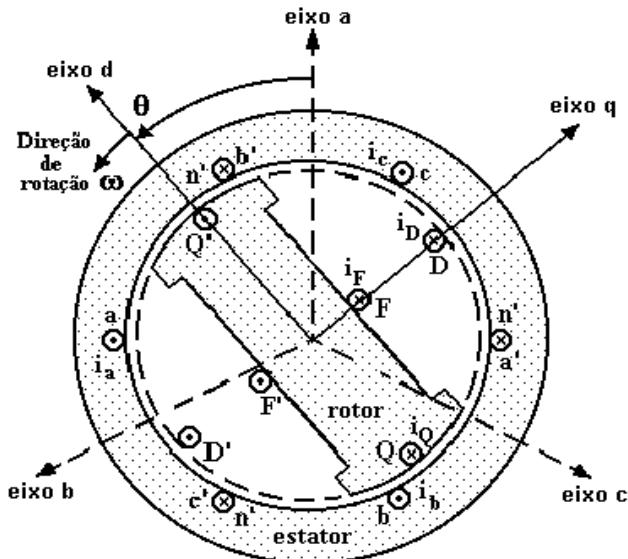


Figura 2.4 - Representação esquemática da máquina síncrona.

Onde :

aa', bb', cc' representam os enrolamentos de armadura (estator);

FF' representam os enrolamentos de campo ou de excitação (rotor);

DD', QQ' representam os enrolamentos amortecedores (rotor);

Escolhendo o eixo da fase a como referência para medição do ângulo θ , como mostrado na Figura 2.4, pode-se verificar que os valores das indutâncias próprias do estator se repetem a cada π radianos. A indutância própria da fase a é máxima todas as vezes que os pólos salientes do rotor se posicionam alinhados com o eixo da fase a ($\theta = 0, \theta = \pi, \theta = 2\pi$, etc.). Assim, tomando L_m como a amplitude de variação da indutância própria e L_s o valor médio, obtém-se:

$$\begin{aligned}
 L_{aa} &= L_s + L_m \cos 2\theta \\
 L_{bb} &= L_s + L_m \cos 2(\theta - 2\pi/3) \\
 L_{cc} &= L_s + L_m \cos 2(\theta + 2\pi/3)
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Onde:

$L_s > L_m$ e ambos são constantes.

As indutâncias próprias do rotor são constantes pois não dependem da posição do rotor. Pode-se escrever, então:

$$\begin{aligned} L_{FF} &= L_F \\ L_{DD} &= L_D \\ L_{QQ} &= L_Q \end{aligned} \quad (2.2)$$

As indutâncias mútuas entre as fases a, b e c do estator também possuem valores que se repetem a cada π radianos. No caso das fases a e b os valores máximos e mínimos ocorrem alternadamente para ângulos $\theta = -\pi/6$, $\theta = \pi/3$, $\theta = 5\pi/6$, $\theta = 4\pi/3$, respectivamente. Assim, tomando L_m como a amplitude de variação da indutância mútua e $-M_s$ o valor médio (o sinal menos depende das orientações das bobinas e das direções de correntes adotadas), obtém-se:

$$\begin{aligned} L_{ab} &= L_{ba} = -M_s - L_m \cos 2(\theta + \pi/6) \\ L_{bc} &= L_{cb} = -M_s - L_m \cos 2(\theta - \pi/2) \\ L_{ca} &= L_{ac} = -M_s - L_m \cos 2(\theta + 5\pi/6) \end{aligned} \quad (2.3)$$

Onde:

$$|M_s| > L_m$$

As indutâncias mútuas do rotor não dependem da posição do rotor, porém apenas a indutância mútua entre o enrolamento de campo e o enrolamento amortecedor de eixo direto (L_{FD}) possuirá valor constante não-nulo (ambos os enrolamentos possuem seus eixos alinhados). As outras duas indutâncias mútuas (L_{FQ} e L_{DQ}) são nulas (enrolamentos com eixos perpendiculares). Daí pode-se escrever:

$$\begin{aligned} L_{FD} &= M_R = L_{DF} \\ L_{FQ} &= L_{QF} = 0 \\ L_{DQ} &= L_{QD} = 0 \end{aligned} \quad (2.4)$$

As indutâncias mútuas entre os enrolamentos (bobinas) de estator e os de rotor assumem os mesmos valores a cada 2π radianos. Portanto, com respeito a indutância mútua entre a fase a e o enrolamento de campo F (L_{aF}), observa-se que os valores máximos ocorrem para ângulos $\theta = 0, \theta = 2\pi, \theta = 4\pi$, enquanto que os valores mínimos ocorrem para ângulos $\theta = \pi, \theta = 3\pi, \theta = 5\pi$, sendo nulas quando os eixos da fase a (fixo) e de campo F (girante) são perpendiculares. Análise idêntica é conseguida para L_{aD} e, com uma defasagem de $\pi/2$, para L_{aQ} . Abaixo temos respectivamente as equações:

$$\begin{aligned} L_{aF} &= L_{Fa} = M_F \cos \theta \\ L_{bF} &= L_{Fb} = M_F \cos(\theta - 2\pi/3) \\ L_{cF} &= L_{Fc} = M_F \cos(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} L_{aD} &= L_{Da} = M_D \cos \theta \\ L_{bD} &= L_{Db} = M_D \cos(\theta - 2\pi/3) \\ L_{cD} &= L_{Dc} = M_D \cos(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} L_{aQ} &= L_{DQ} = M_Q \sin \theta \\ L_{bQ} &= L_{Qb} = M_Q \sin(\theta - 2\pi/3) \\ L_{cQ} &= L_{Qc} = M_Q \sin(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2.7)$$

2.3.3 EQUAÇÃO DOS FLUXOS CONCATENADOS

Observando a Figura 2.4 e considerando os valores obtidos para as várias indutâncias da máquina (item 2.3.2, Equações (2.1) a (2.7)), pode-se escrever a equação matricial que relaciona os fluxos concatenados (ou enlaces de fluxos) com as correntes nos diversos enrolamentos da máquina síncrona, com mostrado abaixo.

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_F \\ \lambda_D \\ \lambda_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{aF} & L_{aD} & L_{aQ} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bF} & L_{bD} & L_{bQ} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cF} & L_{cD} & L_{cQ} \\ L_{Fa} & L_{Fb} & L_{Fc} & L_{FF} & L_{FD} & L_{FQ} \\ L_{Da} & L_{Db} & L_{Dc} & L_{DF} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{Qa} & L_{Qb} & L_{Qc} & L_{QF} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Usando partição, pode-se escrever (2.8) como:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abc} \\ \lambda_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{SS} & L_{SR} \\ L_{RS} & L_{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Onde:

L_{SS}, L_{SR}, L_{RS} são funções de θ , portanto, funções do tempo.

De uma maneira bem simplificada, representando os vetores dos fluxos concentrados por λ e as correntes por i , e a matriz de indutâncias por $[L]$, chega-se a Equação (2.10).

$$\lambda = [L]i \quad (2.10)$$

Na obtenção das equações de tensão, é necessário obter as derivadas dos enlaces de fluxo com relação ao tempo. Para demonstrar tal procedimento, é efetuada a derivada de (2.10), não se esquecendo que a matriz de indutâncias não é invariante com o tempo, obtendo-se (2.11).

$$\dot{\lambda} = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} \quad (2.11)$$

A Equação (2.11) mostra a derivada da matriz de indutâncias cujos elementos foram determinados no item 2.3.2. Para evitar que esta operação, que é um tanto trabalhosa devido à presença das funções trigonométricas, seja realizada, é necessário referir todas as quantidades da máquina síncrona ao rotor, usando a transformação de Park (ANDERSON & FOUAD, 2003). Chamada por matriz P , sendo dada por:

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Assim, utilizando manipulações convenientes de matrizes, pode-se escrever (2.9) como:

$$\begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{abc} \\ \lambda_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{SS} & L_{SR} \\ L_{RS} & L_{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^{-1} & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix}$$

Onde:

U_3 é uma matriz unitária 3 x 3;

L_{SS} são as indutâncias estator-estator;

L_{SR}, L_{RS} são as indutâncias estator-rotor;

L_{RR} são as indutâncias rotor-rotor;

$P^{-1} = P^t$ a matriz P inversa é igual a sua matriz transposta. Sendo dada por:

$$P^{-1} = P^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos\theta & \sin\theta \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Efetuando as operações indicadas, tem-se as seguintes operações:

$$\begin{bmatrix} P\lambda_{abc} \\ \lambda_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} PL_{SS} & PL_{SR} \\ U_3 L_{RS} & U_3 L_{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^t & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Pi_{abc} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{0dq} \\ \lambda_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} PL_{SS}P^t & PL_{SR}U_3 \\ U_3 L_{RS}P^t & U_3 L_{RR}U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0dq} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix}$$

Sendo $PL_{SS} P^t$ a transformação abc \rightarrow 0dq. Daí obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{0dq} \\ \lambda_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{0dq} & L_m \\ L_m^t & L_{FDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0dq} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Nota-se que L_{0dq} , L_m e L_m^t de (2.14) representam submatrizes de indutâncias onde todos os coeficientes são agora independentes de θ . Para melhor observar os efeitos da transformação de Park é interessante expandir novamente a Equação (2.14), obtendo-se a seguinte expressão matricial:

$$\begin{bmatrix} \lambda_0 \\ \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_F \\ \lambda_D \\ \lambda_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_d & 0 & kM_F & kM_D & 0 \\ 0 & 0 & L_q & 0 & 0 & kM_Q \\ 0 & kM_F & 0 & L_F & M_R & 0 \\ 0 & kM_D & 0 & M_R & L_D & 0 \\ 0 & 0 & kM_Q & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

Sendo:

$$k = \sqrt{\frac{3}{2}}$$

$$L_d = L_s + M_s + (3/2)L_m$$

$$L_q = L_s + M_s - (3/2)L_m$$

$$L_0 = L_s - 2M_s$$

Verifica-se que a matriz de indutâncias possui coeficientes constantes (isto é, independentes de θ), a derivada em relação ao tempo da Equação (2.10) torna-se:

$$\dot{\lambda} = [L] \frac{di}{dt} \quad (2.15)$$

2.3.4 EQUAÇÕES DAS TENSÕES

Nas equações das tensões geradas adota-se a corrente como positiva quando esta estiver saindo dos terminais da máquina. A Figura 2.5, mostra esquematicamente os circuitos da

máquina síncrona cujos enrolamentos possuem a mesma distribuição espacial dada na Figura 2.4. As indutâncias mútuas são omitidas na Figura 2.5, mas deverão ser consideradas presentes na formulação das equações da máquina.

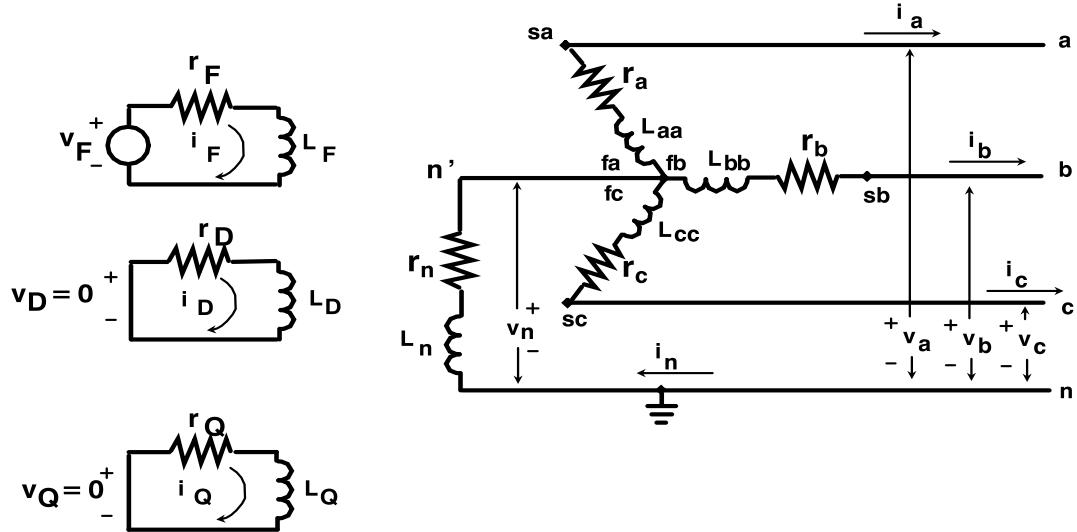


Figura 2.5 - Diagrama esquemático de uma máquina síncrona operando como gerador, mostrando os circuitos elétricos correspondentes aos enrolamentos de estator e rotor.

Observando a Figura 2.5, pode-se escrever (convenção geradora):

$$\begin{aligned}
 v_a &= -r_a i_a - \dot{\lambda}_a + v_n \\
 v_b &= -r_b i_b - \dot{\lambda}_b + v_n \\
 v_c &= -r_c i_c - \dot{\lambda}_c + v_n
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

$$v_D = r_D i_D + \dot{\lambda}_D = 0 \tag{2.17}$$

$$v_Q = r_Q i_Q + \dot{\lambda}_Q = 0 \tag{2.18}$$

$$v_F = r_F i_F + \dot{\lambda}_F \tag{2.19}$$

Colocando estas equações na forma matricial, tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ -v_F \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_a \\ \dot{\lambda}_b \\ \dot{\lambda}_c \\ \dot{\lambda}_F \\ \dot{\lambda}_D \\ \dot{\lambda}_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_n \\ v_n \\ v_n \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

A equação de tensão do neutro não foi incluída em (2.20). Entretanto, esta é obtida através das seguintes manipulações matemáticas, sendo:

$$\lambda_n = L_n i_n$$

Tem-se:

$$\begin{aligned} v_n &= -r_n i_n - \dot{\lambda}_n \\ v_n &= -r_n i_n - L_n \frac{di_n}{dt} \\ v_n &= -r_n(i_a + i_b + i_c) - L_n \left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) \end{aligned} \quad (2.21)$$

Escrevendo a Equação (2.21) na forma matricial, tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_n \\ v_n \\ v_n \end{bmatrix} = -r_n \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - L_n \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = -R_n i_{abc} - L_n \frac{di_{abc}}{dt}$$

Se $r_a = r_b = r_c = r$, como é usual no caso, define-se:

$$R_{abc} = r U_3$$

Onde:

U_3 é uma matriz unitária 3 x 3;

Reescrevendo a matriz (2.20) na forma particionada, tem-se respectivamente:

$$\begin{bmatrix} v_{abc} \\ v_{FDQ} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_{abc} & 0 \\ 0 & R_{FDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{abc} \\ \dot{\lambda}_{FDQ} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_n \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Por definição:

$$\begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{abc} \\ v_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{0dq} \\ v_{FDQ} \end{bmatrix}$$

Usando a transformação de Park em (2.22) e pré-multiplicando convenientemente os dois lados desta equação pela matriz:

$$\begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix}$$

E, organizando os termos de forma adequada, obtém-se para o lado esquerdo de (2.22):

$$\begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{abc} \\ v_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{0dq} \\ v_{FDQ} \end{bmatrix}$$

Para o primeiro termo do lado direito de (2.22):

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{abc} & 0 \\ 0 & R_{FDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} = \\ & = \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{abc} & 0 \\ 0 & R_{FDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^{-1} & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} \\ & = \begin{bmatrix} PR_{abc}P^{-1} & 0 \\ 0 & R_{FDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0dq} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} PR_{abc}P^{-1} & 0 \\ 0 & R_{FDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0dq} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Para o segundo termo:

$$\begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{abc} \\ \dot{\lambda}_{FDQ} \end{bmatrix}$$

Avaliando $P\dot{\lambda}_{abc}$, e recordando a definição que $\lambda_{0dq} = P\lambda_{abc}$ e $\lambda_{abc} = P^{-1}\lambda_{0dq}$,

tem-se:

$$\dot{\lambda}_{0dq} = \dot{P}\lambda_{abc} + P\dot{\lambda}_{abc}$$

$$P\dot{\lambda}_{abc} = \dot{\lambda}_{0dq} - \dot{P}\lambda_{abc}$$

$$P\dot{\lambda}_{abc} = \dot{\lambda}_{0dq} - \dot{P}P^{-1}\lambda_{0dq}$$

Tomando a derivada de P e sabendo que $P^{-1} = P^t$ (ortogonalidade) e $\theta = \omega t$, tem-se:

$$\dot{P}P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}}\omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$\times \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos\theta & \sin\theta \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$\dot{P}P^{-1} = \frac{2}{3}\omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -3/2 \\ 0 & 3/2 & 0 \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Assim,

$$\dot{P}P^{-1}\lambda_{0dq} = \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_0 \\ \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega\lambda_q \\ \omega\lambda_d \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

E para o terceiro termo do lado direito de (2.22):

$$\begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Pv_n \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_{0dq} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Por definição n_{0dq} representa a queda de tensão do neutro para terra no sistema 0dq, sendo que num sistema equilibrado $n_{0dq} = 0$ (pois $i_0 = 0$). Assim, pela Equação (2.21) tem-se:

$$\begin{aligned} n_{0dq} &= Pv_n = -PR_n P^{-1} Pi_{abc} - PL_n P^{-1} P \frac{di_{abc}}{dt} \\ n_{0dq} &= -PR_n P^{-1} i_{0dq} - PL_n P^{-1} \frac{di_{0dq}}{dt} \\ n_{0dq} &= - \begin{bmatrix} 3r_n i_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 3L_n \frac{di_0}{dt} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Finalmente, a equação matricial de tensão em função dos fluxos concatenados é obtida substituindo as Equações (2.23) a (2.25) em (2.22), chegando-se a (2.26).

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \\ -v_F \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_0 \\ \dot{\lambda}_d \\ \dot{\lambda}_q \\ \dot{\lambda}_F \\ \dot{\lambda}_D \\ \dot{\lambda}_Q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \lambda_q \\ -\omega \lambda_d \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -3 \left(r_n i_0 + L_n \frac{di_0}{dt} \right) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Para um sistema equilibrado ($i_0 = 0$), simplificando a notação, tem-se:

$$R = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix}$$

$$R_r = \begin{bmatrix} r_F & 0 & 0 \\ 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix}$$

$$S = \begin{bmatrix} -\omega\lambda_q \\ \omega\lambda_d \end{bmatrix}$$

Assim, pode-se escrever para um sistema equilibrado, sem a sequência zero que:

$$\begin{bmatrix} v_{dq} \\ v_{FDQ} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dq} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{dq} \\ \dot{\lambda}_{FDQ} \end{bmatrix}$$

Substituindo (2.14) e (2.15) em (2.26), chega-se a equação matricial de tensão em função das correntes dos enrolamentos da máquina. Dada por:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \\ -v_F \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r + 3r_n & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r & \omega L_q & 0 & 0 & \omega k M_Q \\ 0 & -\omega L_d & r & -\omega k M_F & -\omega k M_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_0 + 3L_n & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_d & 0 & k M_F & k M_D & 0 \\ 0 & 0 & L_q & 0 & 0 & k M_Q \\ 0 & k M_F & 0 & L_F & M_R & 0 \\ 0 & k M_D & 0 & M_R & L_D & 0 \\ 0 & 0 & k M_Q & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_0}{dt} \\ \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{di_F}{dt} \\ \frac{di_D}{dt} \\ \frac{di_Q}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

2.4 DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DOS GERADORES SÍNCRONOS

2.4.1 CARACTERÍSTICAS DE CIRCUITO ABERTO E DE CURTO-CIRCUITO

A característica de circuito aberto é a curva da tensão terminal de armadura em circuito aberto em função da excitação de campo. Esta curva pode ser encontrada por vários métodos de teste aplicáveis a cada caso particular. De uma maneira geral, a curva de circuito aberto tem a forma mostrada na Figura 2.6. A característica de curto-círcuito, também é mostrada na Figura 2.6, é a curva da corrente de armadura em curto-círcuito em função da corrente de campo (ALTINO, 1984).

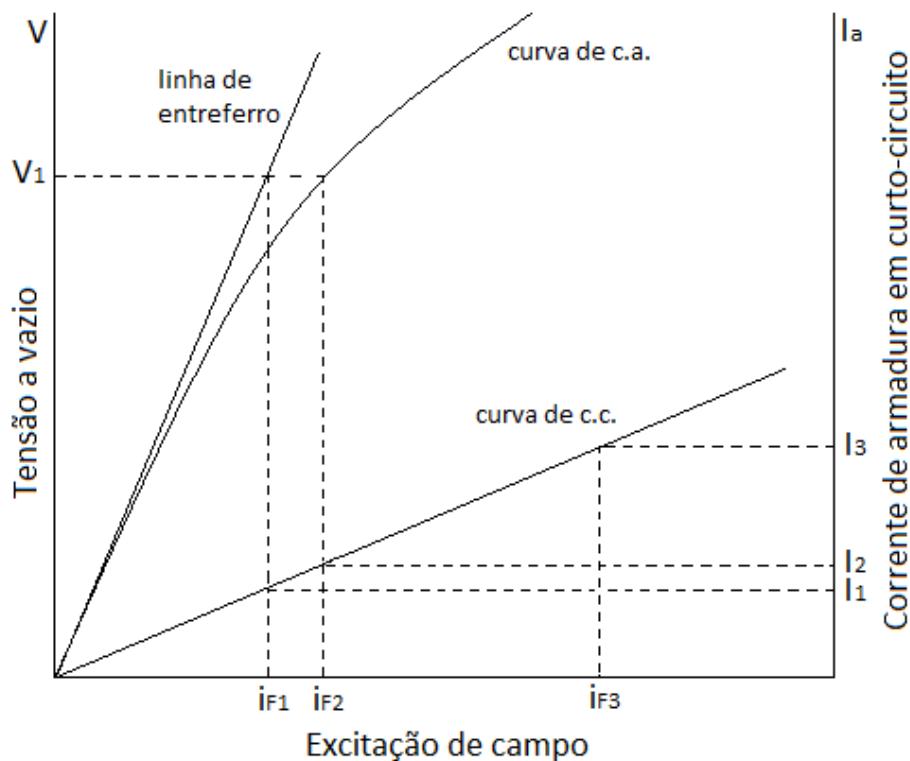


Figura 2.6 – Característica de circuito aberto e de curto-círcuito

Através dos testes de circuito aberto e de curto-círcuito podem ser determinadas a reatância síncrona de eixo direto não saturada (X_{dns}) ou apenas (X_d), reatância síncrona de eixo direto saturada (X_{ds}) e a relação de curto circuito. A reatância de eixo direto não saturada é determinada como sendo a razão entre a tensão a vazio tomada na linha de

entreferro para alguma excitação requerida e a corrente lida na curva de curto-círcuito para a mesma excitação. Pela Figura 2.6 tem-se:

$$X_d = \frac{V_1}{I_1} [\Omega] \quad (2.28)$$

A reatância síncrona de eixo direto saturada é obtida também das curvas já mencionadas como se vê na Figura 2.6. Para um valor de tensão da curva a vazio em função de uma excitação de campo que também corresponde a uma corrente de armadura lida na curva de curto circuito, temos que:

$$X_{ds} = \frac{V_1}{I_2} [\Omega] \quad (2.29)$$

A relação de curto-círcuito (*RCC*) é definida como sendo a razão entre a corrente de campo necessária para se gerar a tensão nominal a vazio e a corrente de campo necessária para se gerar a corrente de armadura nominal em curto-círcuito. Isso é, com base na Figura 2.26:

$$RCC = \frac{I_{F2}}{I_{F3}} \quad (2.30)$$

Para a realização destes ensaios, a máquina testada é normalmente acionada por um motor diretamente acoplado ao seu eixo, ou acoplado através de um equipamento mecânico.

A curva de saturação em circuito aberto é obtida acionando-se a máquina na sua velocidade nominal, com a armadura em circuito aberto, e medindo-se a tensão terminal da armadura e a corrente de excitação correspondente. Normalmente, estas leituras são realizadas dentro do seguinte critério:

- 4 pontos até 60% da tensão nominal, incluindo um ponto para a excitação nula;
- 2 pontos entre 60% e 90% da tensão nominal;
- 4 pontos entre 90 e 110% da tensão nominal, incluindo um ponto na própria tensão nominal;
- 2 pontos acima de 110% da tensão nominal, incluindo um ponto em cerca de 130% da corrente de excitação nominal.

A linha de entreferro é obtida da curva de saturação em circuito aberto, estendendo-se a porção linear situada na parte mais baixa da curva. Se a parte mais baixa da curva não é linear, a linha de entreferro é desenhada como a linha reta máxima inclinação possível passando pela origem das coordenadas e tangente à curva de saturação.

A curva de saturação em curto-círcuito é obtida acionando-se a máquina na sua velocidade nominal, com os terminais da armadura curto-circuitados. Toma-se então leituras da corrente de campo e da corrente de armadura correspondente. Normalmente as leituras são feitas para cerca de 125, 100, 75, 50 e 25% da corrente de nominal de armadura.

2.4.2 ENSAIO DE BAIXO ESCORREGAMENTO

Para o ensaio de baixo escorregamento aplica-se tensão reduzida, ($0,01 - 0,2 V_n$), trifásica simétrica, aos terminais de armadura da máquina em teste. A tensão deve ser tal que a máquina não entre em sincronismo. O enrolamento de campo deve ser mantido em circuito aberto, e o rotor é acionado por uma máquina primária em um escorregamento menor do que 0,01 de modo que o valor das correntes amortecedoras induzidas nos circuitos amortecedores durante a operação tenham uma influência desprezível nas medições. Durante o chaveamento, ligando ou desligando a fonte, o enrolamento de campo desse ser curto-circuitado através de uma resistência de descarga, para evitar possíveis danos. A corrente e tensão de armadura, a tensão nos anéis e o escorregamento são medidos, ou gravados por oscilogramas. Se a tensão residual medida antes do teste é maior do que cerca de 0,3 da tensão usada no teste, o rotor deve ser desmagnetizado (ALTINO, 1984).

Para a máxima tensão no enrolamento de excitação, mede-se a tensão e corrente de armadura. A reatância síncrona do eixo de quadratura é dada por:

$$X_q = \frac{U_{min}}{I_{max}} \quad [\Omega] \quad (2.31)$$

Se a corrente máxima não coincide com a tensão mínima, usa-se no cálculo o valor da corrente máxima e a tensão correspondente.

Se durante o teste a tensão residual, V_{res} , tem um valor entre os limites 0,1 e 0,3 da tensão usada no teste, o valor da corrente é dado por:

$$I_{max} = \sqrt{I_{médio}^2 - \left(\frac{V_{res}}{3X_d}\right)^2} [A] \quad (2.32)$$

Onde:

$I_{médio}$ é a média de dois máximos consecutivos do envelope da curva de corrente.

A Figura 2.7 mostra o gráfico da tensão de campo, tensão de armadura e da corrente de armadura.

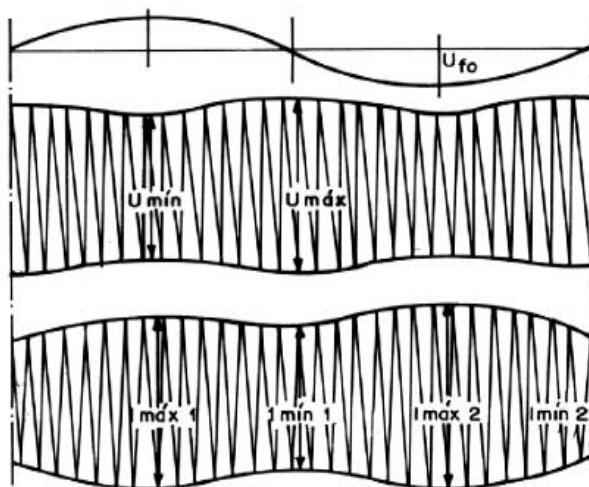


Figura 2.7 - Ensaio de baixo escorregamento (IEC60034-4, 1985).

Uma verificação do teste pode ser realizada calculando-se o valor de X_d com os mesmos dados obtidos no teste, usando-se os valores da tensão e corrente de armadura correspondentes à tensão nula no enrolamento de campo. O Valor de X_d é então comparado com o seu valor real. A reatância X_d é dada por:

$$X_d = \frac{U_{max}}{I_{min}} [\Omega] \quad (2.33)$$

O resultado de X_q obtido neste teste só pode ser considerado correto se o valor de X_d é próximo do obtido nos testes de vazio e de curto-circuito. O valor da reatância encontrado neste teste corresponde ao valor não saturado.

2.4.3 ENSAIO PARA A DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DA CURVA ΩV

A curva Ωv , também chamada de característica de saturação em carga sob fator de potência indutivo nulo, pode ser obtida, ponto por ponto, em laboratório. Para isso, aciona-se o alternador sob rotação constante (síncrona), pondo-o a alimentar uma carga indutiva com fator de potência suficientemente baixo. A carga pode ser um motor síncrono em vazio subexcitado ou um motor de indução trabalhando em vazio, que se aproximam bem de uma carga indutiva com fator de potência nulo (JORDÃO, 1980).

O ideal seria utilizar um indutor, no entanto a execução do ensaio para a determinação de vários pontos de uma curva Ωv oferece algumas dificuldades de ordem prática, particularmente no tocante aos reajustes a serem feitos na impedância de carga, cujo módulo deve ser devidamente variado para se poder obter a mesma intensidade e corrente I sob diferentes tensões V . Em resumo: além de possuir fator de potência indutivo e suficientemente baixo, a carga deve ter impedância com módulo ajustável de maneira praticamente contínua.

Entretanto, o traçado da curva Ωv pode ser obtido de maneira muito mais prática, basta-se que se determinem apenas dois de seus pontos: um ponto R para uma tensão terminal V e uma corrente I , ambas da ordem de seus valores nominais, e o ponto inicial Ω . O método requer o conhecimento das características de saturação em vazio e de curto-circuito, podendo ser desenvolvido como segue:

- (a) Sendo I a corrente mantida na máquina quando da determinação do ponto R , entrar com esse valor de corrente na característica de curto-circuito e obter a abscissa correspondente. Conforme já explicado, essa abscissa define o ponto Ω da curva Ωv que passa por R ;
- (b) Pelo ponto R , traça a reta paralela ao eixo das abscissas e sobre esta reta marcar o ponto S tal que $RS = \Omega 0$.

- (c) Pelo ponto S , traça a reta paralela ao trecho linear de Oe_0 , definindo o ponto P sobre a curva Oe_0 .

(d) Pelo ponto P , traça uma reta perpendicular a SR , obtendo-se o ponto Q . Como se vê na Figura 2.8.

Assim o triangulo de Potier (PQR) está definido, conforme a Figura 2.8. Para determinarmos os demais pontos da curva Ωv , basta deslocá-lo, sem alterar as direções de seus lados, e manter o vértice P sobre a curva Oe_0 . Nesse deslocamento, seu vértice R descreverá a curva Ωv desejada.

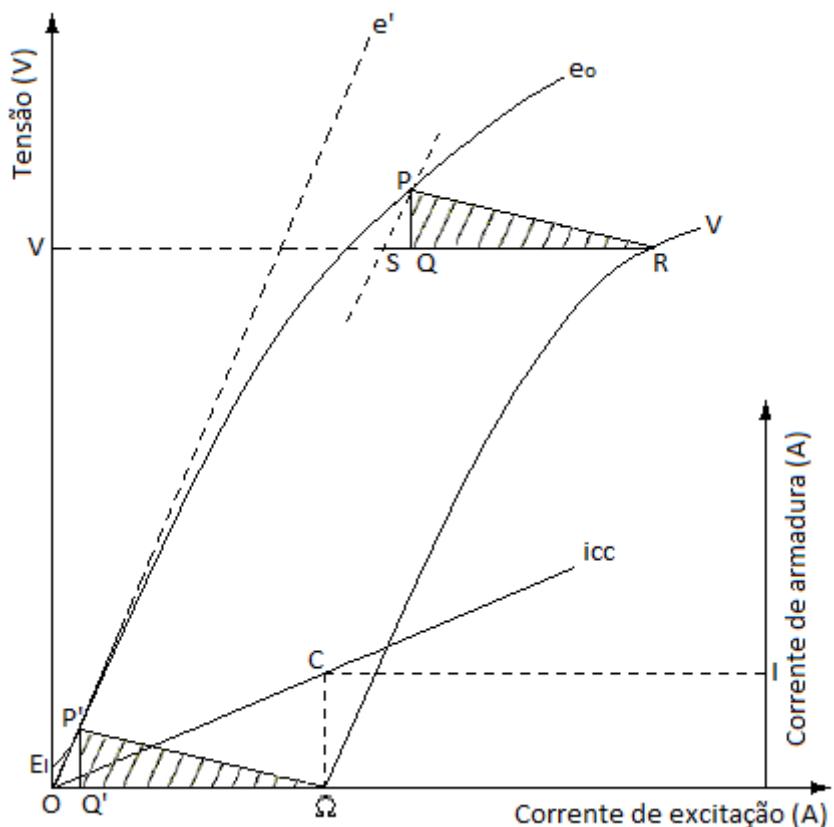


Figura 2.8 – Obtenção da curva Ω_v .

Uma vez conhecido o triângulo de Potier correspondente a uma corrente I prefixada, a sua reatância e aproximadamente a reatância de dispersão, sendo dada por:

$$X_{Potier} = X_P = \frac{\overline{PQ}}{l} \cong X_l \quad (2.34)$$

2.4.4 REATÂNCIA DE DISPERSÃO E REATÂNCIA DE POTIER

Na realidade, o quociente na Equação (2.34) nos dá uma reatância algo maior do que a de dispersão: a reatância assim obtida é conhecida como reatância de Potier, sendo identificada pelo símbolo X_P .

A respeito de suas divergências em relação à reatância de dispersão, via de regra a reatância de Potier é a mais usada nos cálculos referentes às máquinas síncronas. O fato é explicável pelas dificuldades existentes para a determinação da reatância de dispersão e pelos erros relativamente pequenos que resultam de sua substituição pela reatância de Potier.

A diferença entre X_I e X_P é explicada pelo seguinte, quando a máquina síncrona opera em vazio e com uma certa excitação no campo, sua armadura permanece isenta de fluxo de dispersão. Ao entrar em carga, a reação de seu induzido produz fluxo de dispersão na armadura e modifica a força magnetomotriz resultante de excitação. No caso em apreço, de carga indutiva, essa modificação consiste em redução na força magnetomotriz resultante e, para mantê-la no mesmo valor inicial, torna-se necessário reforçar a excitação de campo. Como consequência, ao operar em carga indutiva com uma força magnetomotriz resultante F , a máquina permanece mais saturada do que ao operar em vazio e com a mesma força magnetomotriz, a razão principal é a saturação adicional proveniente do aumento dos fluxos dispersos no indutor, cuja corrente de excitação deve ser aumentada para fazer face ao efeito desmagnetizante das correntes na armadura. Este último efeito é mais pronunciado nas máquinas de polos salientes, a Figura 2.9 mostra diferença entre a reatância de dispersão e a reatância de Potier (JORDÃO, 1980).

Se repetíssemos a construção indicada na Figura 2.8, desta vez utilizando-nos da curva Oep (Figura 2.9), ao invés do triangulo PQR, obteríamos o triangulo MNR, cujo cateto MN representa a queda devida à reatância de dispersão.

As diferenças entre os valores das reatâncias de dispersão e de Potier são menos pronunciadas para máquinas operando com alto grau de saturação, quando os trechos finais das curvas Oeo e Oep da Figura 2.9 tendem a se aproximar. Sob tais condições, o valor da reatância de dispersão pode ser substituído pelo da reatância de Potier, com muito bom grau de aproximação.

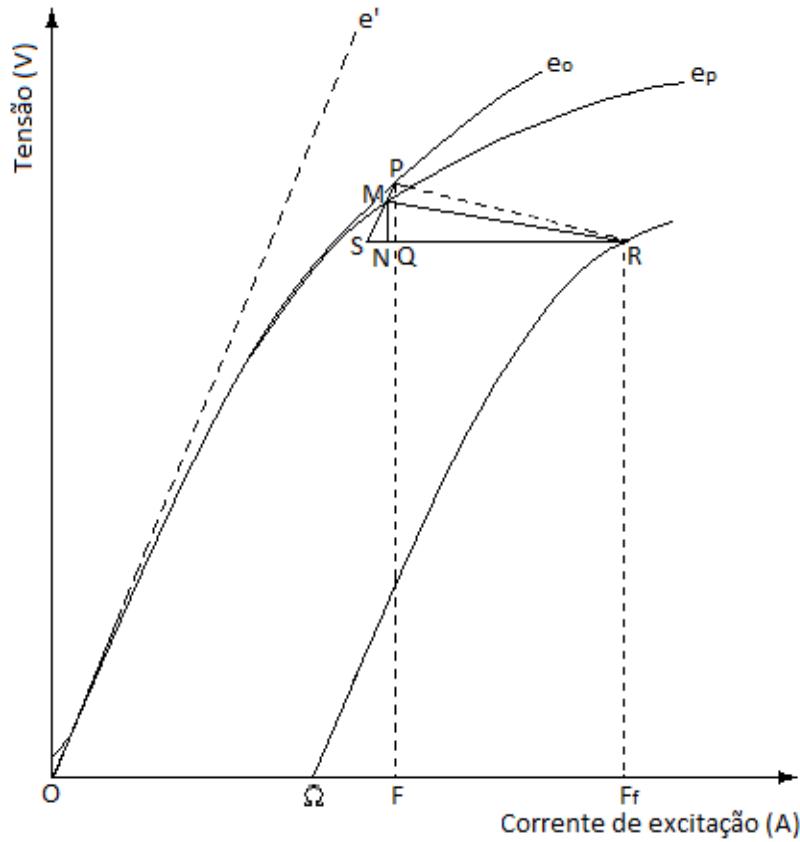


Figura 2.9 - Diferenças entre os valores das reatâncias de dispersão e de Potier.

A reatância de dispersão X_l é aproximadamente igual à reatância de Potier para geradores de polos lisos. Para geradores síncronos de polos salientes ela pode chegar a uma diferença de até 20% da reatância de Potier para menos considerando um cálculo simplificado. Valores por unidade, representativos para as reatâncias de dispersão de máquinas síncronas, podem ser assumidos entre 0,10 e 0,20. Segundo (LAIBLE, 1952) uma forma mais precisa para o cálculo da reatância de dispersão e dada por:

$$X_l = \frac{X_p - 0,63X'_d}{0,37} \quad (2.35)$$

Onde:

X'_d é a reatância transitória de eixo direto;

2.4.5 PARÂMETROS ELÉTRICOS DE REGIME TRANSITÓRIO E SUBTRANSITÓRIO PARA GERADORES SÍNCRONOS

Em (FAJONI, 2010) os parâmetros elétricos dos geradores síncrono de polos salientes como as reatâncias transitórias e subtansitórias de eixo direto (X'_d e X''_d) e de quadratura (X'_q e X''_q) bem como as constantes de tempo transitória e subtransitória de curto circuito de eixo direto (T'_d e T''_d) e também em quadratura (T''_q), podem ser obtidos através de ensaios, tais como:

- Ensaio de abertura da corrente de curto circuito em regime permanente dos terminais da corrente de armadura, para encontrar os valores de X'_d e X''_d .
- Ensaio de curto circuito brusco nos terminais de enrolamento da armadura, para encontrar os valores de X'_d , X''_d , T'_d e T''_d .
- Ensaio de rejeição de carga de eixo arbitrário, para encontrar os valores de X'_q , X''_q e T''_q .

Como este trabalho não tem a finalidade de investigar de forma precisa os parâmetros elétricos dos geradores síncrono em regime transitório e subtransitório. Estes valores podem ser estimados em relação aos valores encontrados de X_d e X_q nos ensaios anteriores. As Figura 2.10, 2.11 e 2.12, respectivamente mostram os módulos das reatâncias comparadas com os valores de X_d e suas variações em função da posição angular do rotor, do tipo de gerador empregado e enrolamento amortecedor.

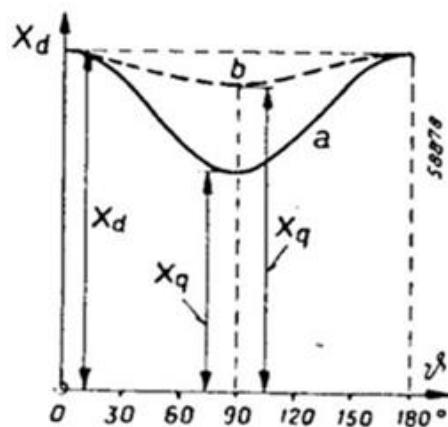


Figura 2.10 - Variação das reatâncias de eixo direto e de quadratura em função da posição angular do rotor. “Curva a” para geradores de polos salientes e “curva b” para turbogeradores.

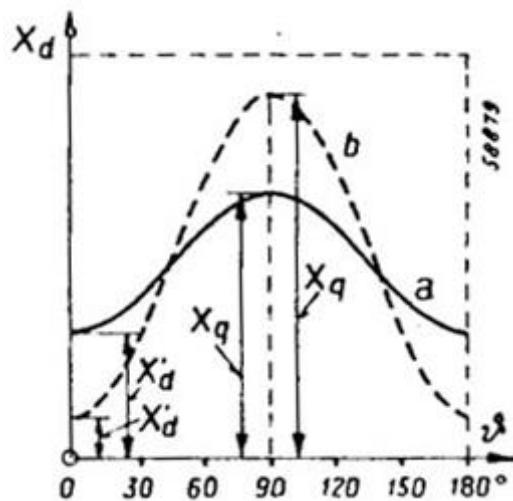


Figura 2.11 - Variação das reatâncias em função da posição angular do rotor. “Curva a” para geradores de polos salientes e “curva b” para turbogeradores.

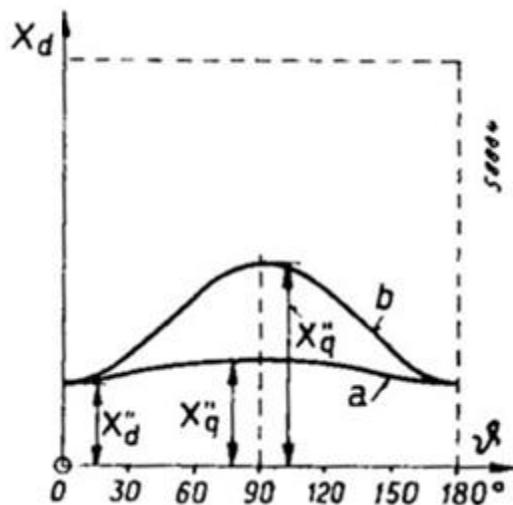


Figura 2.12 - Variação das reatâncias subtransitórias em função da posição angular do rotor. “Curva a” para geradores de polos salientes com gaiola completa e “curva b” para geradores de polos salientes com grades amortecedoras.

A Tabela 2.1 apresenta alguns valores tradicionais de projeto para os parâmetros em regime permanente, transitório e subtransitório para os geradores síncronos, conforme (LAIBLE, 1952).

Tabela 2.1: Valores dos parâmetros em regime permanente, transitório e subtransitório para geradores síncronos.

Variável	Faixa de valores	Tipo de máquina/ característica
X_d	2.40 .. 2.0 [pu]	Turbogeradores
	1.50 .. 1.20 [pu]	Geradores de polos salientes com velocidade de 1000 a 500 rpm
X'_d	0,12 .. 0,15 X_d	Turbogeradores
	0,20 .. 0,25 X_d	Geradores de polos salientes
X''_d	0,07 .. 0,10 X_d	Turbogeradores
	0,12 .. 0,20 X_d	Geradores de polos salientes
X_q	0,5 .. 0,7 X_d	Geradores de polos salientes
X''_q	1 .. 1,1 X''_d	Turbogeradores
	0,9 .. 1,3 X''_d	Geradores de polos salientes com enrolamento amortecedor completo
T'_d	0,5 a 3 [s]	Máquinas síncronas
T''_d	0,02 a 0,08 [s]	Máquinas síncronas
T''_q	0,02 a 0,08 [s]	Máquinas síncronas

2.4.6 DETERMINAÇÃO DA CONSTANTE DE INÉRCIA DO CONJUNTO GERADOR SÍNCRONO-MÁQUINA PRIMÁRIA

2.4.6.1 Cálculo aproximado do coeficiente de atrito

Medindo-se a potência elétrica absorvida pelo motor da Figura 2.13 (motor de corrente contínua que aciona o gerador síncrono), girando a vazio e com velocidade estabilizada. Depois, subtraindo desta as perdas resistivas, desprezando as perdas magnéticas no rotor, tem-se a potência mecânica:

$$P_{mec} \cong P_{ele} - R_A I_A^2 - R_F I_F^2 \quad (2.36)$$

Onde:

P_{mec} é a potência mecânica que o motor fornece, dada em [W];

P_{ele} é a potência elétrica consumida pelo motor, dada em [W];

R_F é a resistência do enrolamento de campo shunt, dada em Ω ;

R_A é a resistência das escovas mais a resistência do enrolamento de armadura do motor, dada em Ω ;

I_A é a corrente de armadura do motor, dada em [A];

I_F é a corrente do enrolamento shunt do motor, dada em [A];

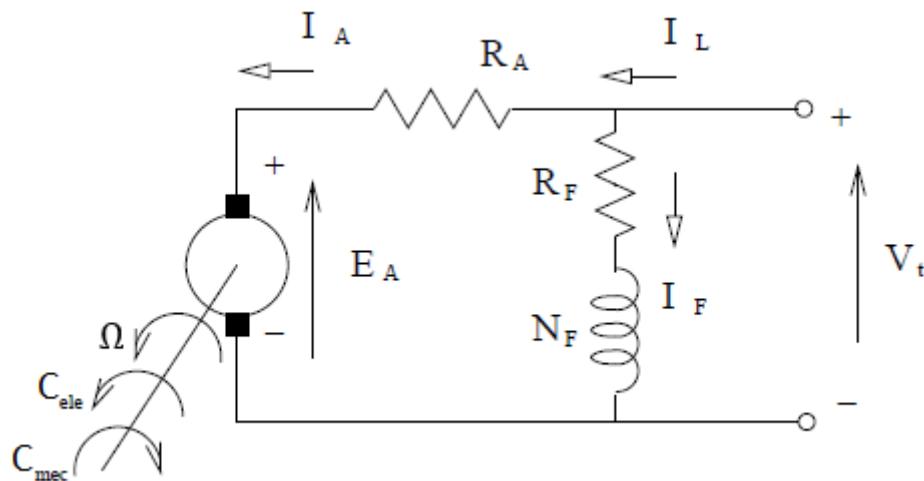


Figura 2.13 - Diagrama de ligação shunt de um motor de corrente contínua.

Girando-se o motor a vazio e a velocidade constante, o único conjugado mecânico visto pelo motor é o dado pelo atrito nos mancais do conjunto(motor-gerador). Assim pode-se escrever que:

$$C_{mec} = \sigma\Omega \quad (2.37)$$

Onde:

C_{mec} é o conjugado mecânico da carga, dado em [N.m];

Ω é a velocidade angular em [rad/s];

σ é o coeficiente de atrito, dado em [N.m.s/rad];

De onde se conclui:

$$\sigma = \frac{P_{mec}}{\Omega^2} \quad (2.38)$$

2.4.6.2 Cálculo do momento de inércia

O método de retardamento consiste em acelerar e estabilizar a máquina primária (motor de corrente contínua) numa velocidade Ω_0 desligando-se, em seguida, a alimentação e observando a queda da velocidade com o tempo. O conjugado útil é dado pela Equação (2.39).

$$C_{útil} = J \frac{d\Omega}{dt} + \sigma\Omega \quad (2.39)$$

Onde:

$C_{útil}$ é o conjugado útil dado em [N.m];

J é o momento de inercia do conjunto das massas rotativas, dado em [kg.m²];

Ω é a velocidade angular em [rad/s];

σ é o coeficiente de atrito, dado em [N.m.s/rad];

Fazendo o conjugado útil igual zero, uma solução para a velocidade angular no tempo é:

$$\Omega = \Omega_0 e^{-t/T_j} \quad (2.40)$$

Onde:

t é o tempo em [s];

e T_j é a constante de tempo das massas girantes, sendo dada pela Equação (2.41):

$$T_j = \frac{J}{\sigma} \quad (2.41)$$

Definida anteriormente como a constante de tempo das massas girantes, é igual ao intervalo de tempo para o qual a velocidade do motor decresce para 37 % do valor inicial, por outro lado, T_j pode também ser determinada pela intercessão da tangente à curva, para $\Omega = \Omega_0$, com o eixo do tempo, sendo este procedimento o mais preciso, uma vez que a própria constante de tempo se altera, pois σ aumenta com a queda de velocidade, deformando a exponencial pura descrita na equação (2.40), a Figura 2.14 apresenta a curva de desaceleração do conjunto motor-gerador.

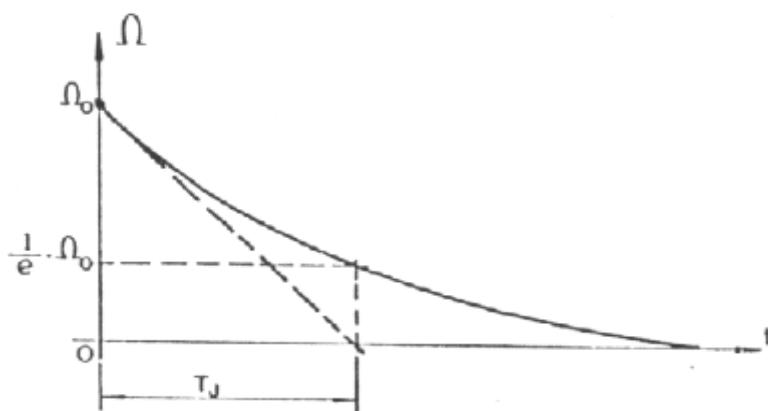


Figura 2.14 - Curva de desaceleração do conjunto motor-gerador.

Determinando, portanto, o valor da constante de tempo T_j , o momento de inercia fica determinado pela Equação (2.42).

$$J = \sigma \times T_j \quad (2.42)$$

2.4.6.3 Cálculo da constante de inércia

A equação de movimento do rotor de uma máquina síncrona se baseia no princípio da dinâmica, o qual estabelece que o torque de aceleração é igual ao momento de inércia do rotor multiplicado por sua aceleração angular. Dado na Equação (2.43), logo abaixo:

$$J \times \frac{d^2\theta_m}{dt^2} = C_a = C_{mec} - C_{ele} \quad (2.43)$$

Onde:

J é o momento de inércia do conjunto das massas rotativas, em $[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$;

θ_m é o deslocamento angular (ângulo mecânico) do rotor com relação a um eixo estacionário (referência), em $[\text{rad mecânico}]$;

t é o tempo, em $[\text{s}]$;

C_a é o conjugado de aceleração, em $[\text{N} \cdot \text{m}]$;

C_{mec} é o conjugado mecânico, em $[\text{N} \cdot \text{m}]$;

C_{ele} é o conjugado eletromagnético, em $[\text{N} \cdot \text{m}]$. Dado por:

$$C_{ele} = \frac{\pi}{2} \times \left(\frac{p}{2}\right)^2 \Phi_{sr} \times F_r \sin \delta_r \quad (2.44)$$

Onde:

p é o número de pólos;

Φ_{sr} é o fluxo resultante por pólo no entreferro, em $[\text{Wb}]$;

F_r é a força magnetomotriz do rotor, em $[\text{A} \cdot \text{espiras}]$;

δ_r é o ângulo de fase elétrica entre os eixos magnéticos Φ_{sr} e F_r , em $[\text{rad elétrico}]$;

E

$$\Phi_{sr} = \frac{V_t}{4,44 \times N \times f} \quad (2.45)$$

Onde:

V_t é a tensão terminal da máquina síncrona, em [V];

f é a frequência da tensão terminal, em [Hz];

N é o número de espiras por fase;

Em condições normais de operação, C_{mec} e C_{ele} são iguais e com isso o C_a é nulo. Neste caso, não há aceleração ou desaceleração das massas girantes do rotor, sendo a velocidade resultante constante e igual à velocidade síncrona. Portanto, as massas rotativas do rotor e da máquina de acionamento são ditas estarem em sincronismo com as outras máquinas, operando na velocidade síncrona do sistema.

O ângulo θ_m é medido com respeito a um eixo estacionário no estator, conforme mostrado na Figura 2.15. Ele cresce com o tempo e com a velocidade síncrona.

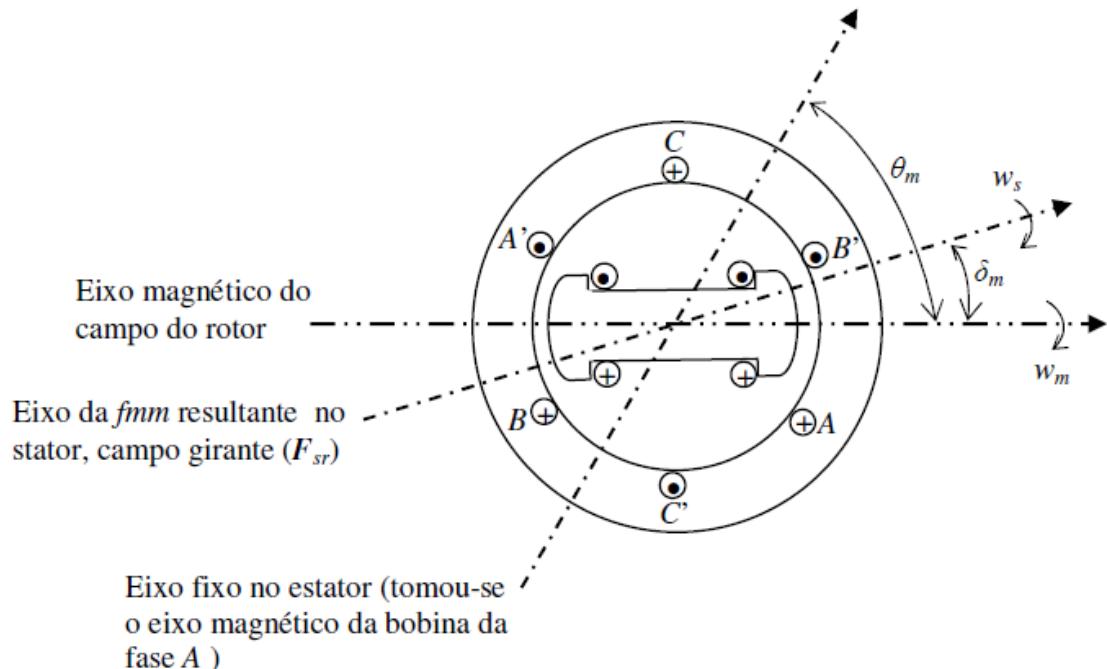


Figura 2.15 - Gerador síncrono elementar de dois polos.

Assim, é interessante a posição angular do rotor em relação a um eixo de referência que gire à velocidade síncrona (eixo da fmm resultante no estator). Dessa forma, define-se:

$$\theta_m = w_s \times t + \delta_m \quad (2.46)$$

Onde:

δ_m é o deslocamento angular do rotor em relação ao eixo girante, em [rad mecânico];

Derivando (2.46) em relação a t , obtém-se:

$$\frac{d\theta_m}{dt} = w_s + \frac{d\delta_m}{dt} \Rightarrow w_m = w_s + \frac{d\delta_m}{dt} \quad (2.47)$$

e

$$\frac{d^2\theta_m}{dt^2} = \frac{d^2\delta_m}{dt^2} \quad (2.48)$$

A Equação (2.47) mostra que a velocidade mecânica do rotor $w_m = d\theta_m/dt$ é constante e igual à velocidade síncrona, quando $d\delta_m/dt = 0$. A Equação (2.48) representa a aceleração angular do rotor. A substituição de (2.48) em (2.43), resulta em:

$$J \times \frac{d^2\delta_m}{dt^2} = C_a = C_{mec} - C_{ele} \quad (2.49)$$

Multiplicando (2.49) por w_m , obtém-se as potências de aceleração (P_a), mecânica no eixo da máquina (P_m) e elétrica (P_e).

$$J \times w_m \times \frac{d^2\delta_m}{dt^2} = P_a = P_{mec} - P_{ele} \quad (2.50)$$

O coeficiente $J \times w_m$ é o momento angular do rotor [kg.m²/s] dado por M . Em algumas condições de operação, M não é constante, tendo em vista que w_m não é igual w_s . Porém, na prática, w_m não difere significativamente de w_s quando a máquina é estável. Reescrevendo (2.50) em termos de M , tem-se:

$$M \times \frac{d^2\delta_m}{dt^2} = P_a = P_{mec} - P_{ele} \quad (2.51)$$

Nos dados de máquina para estudo de estabilidade, outra constante relacionada à inércia, comumente fornecida pelos fabricantes, é a constante de inércia - H . É definida como:

$$H = \frac{\text{Energia cinética na velocidade síncrona}}{\text{Potência trifásica da máquina}} \quad \frac{[MJ]}{[MVA]}$$

Ou

$$H = \frac{\frac{1}{2} \times J \times w_s^2}{S_{tri}} \quad \frac{[MJ]}{[MVA]} \quad (2.52)$$

Explicitando M em (2.52) e substituindo em (2.51), obtém-se:

$$\frac{2H}{w_s} \times \frac{d^2\delta_m}{dt^2} = \frac{P_a}{S_{tri}} = \frac{P_{mec} - P_{ele}}{S_{tri}} \quad (2.53)$$

Tomando como potência base a potência da própria máquina, tem-se (2.53) em pu na base da máquina.

$$\frac{2H}{w_s} \times \frac{d^2\delta_m}{dt^2} = P_a = P_{mec} - P_{ele} \quad [pu] \quad (2.54)$$

A Equação (2.54) é chamada de equação de oscilação da máquina, a qual governa a dinâmica rotacional das máquinas síncronas nos estudos de estabilidade.

2.5 MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

2.5.1 CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS

Um motor de indução tem o mesmo estator físico de uma máquina síncrona, a Figura 2.16 mostra o estator de um motor de indução, nota-se as bobinas distribuídas uniformemente nas ranhuras do estator.

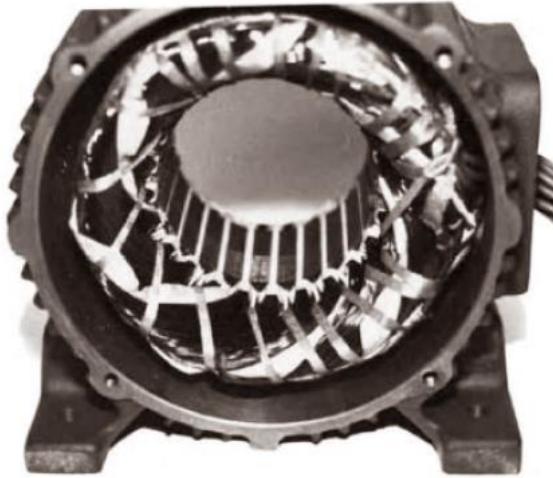


Figura 2.16 - Estator de um motor de indução de pequeno porte. (CHAPMAN, 2005)

No motor de indução trifásico quando a excitação é feita por uma fonte trifásica equilibrada, um campo magnético é produzido no entreferro girando na velocidade síncrona. Essa velocidade é determinada pelo números de polos do estator e pela frequência da tensão aplicada ao estator. A Equação (2.55) da velocidade síncrona é dada por:

$$n_s = \frac{120 \times f}{p} \quad (2.55)$$

Onde:

n_s é a velocidade do campo magnético girante do estator em [rpm];

f é a frequência da tensão em [Hz];

p é o número de polos;

O rotor de uma máquina de indução trifásica pode ser de dois tipos. Conforme (FITZGERALD, 2006) o rotor bobinado, é construído na forma de um enrolamento trifásico semelhante ao estator tendo o mesmo número de polos. Os terminais do enrolamento do rotor são conectados a anéis deslizantes isolados montados sobre o eixo. Escovas de carvão apoiadas sobre esses anéis permitem que os terminais do rotor tornem-se disponíveis externamente ao motor, como mostrado na Figura 2.17.

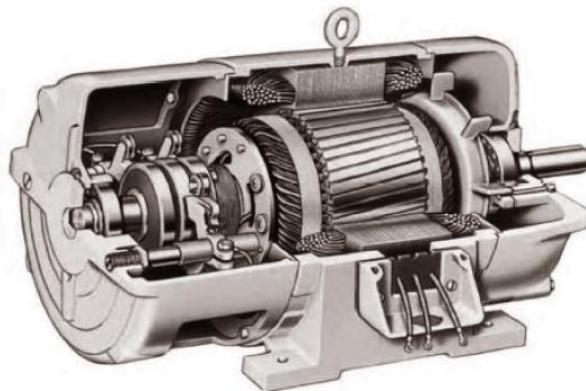


Figura 2.17 - Diagrama em corte de um motor de indução de rotor bobinado. Repara-se as escovas e anéis coletores. (CHAPMAN, 2005)

Já o rotor gaiola de esquilo é constituído de barras condutoras encaixadas em ranhuras no ferro do rotor e curto-circuitadas em cada lado por anéis condutores. A extrema simplicidade e a robustez da construção em gaiola de esquilo representam vantagens notáveis para esse tipo de motor de indução e, de longe, fazem dele o tipo de motor mais comumente usado. A Figura 2.18 apresenta um pequeno motor de indução de rotor em gaiola.



Figura 2.18 - Diagrama em corte de um pequeno motor de indução rotor em gaiola. (CHAPMAN, 2005)

2.5.2 CONCEITOS ENVOLVENDO MOTORES DE INDUÇÃO

Nos motores de indução à medida que o rotor aumenta sua velocidade, a relação na qual o campo do estator corta as bobinas do rotor diminui. Isso reduz a força eletromotriz induzida resultante por fase, diminuindo, por sua vez, o módulo da distribuição ampère-

condutor e fornecendo menos torque (DEL TORO, 1999). Na realidade, este processo continua até que o rotor atinge uma velocidade tal que fornece força eletromotriz suficiente para produzir apenas a corrente necessária para desenvolver um torque igual aos torques contrários. Se não há carga no eixo, o torque contrário consiste principalmente em perdas por atrito.

De acordo com (DEL TORO, 1999) enquanto houver um torque contrário a ser vencido, ainda que pequeno ou qualquer que seja a sua origem, a velocidade do rotor não pode nunca ser igual à velocidade síncrona. Isso é característica de dispositivos eletromecânicos de conversão de energia de excitação única. Visto que a corrente do enrolamento do rotor é produzida por indução, deve sempre existir uma diferença em velocidade entre o campo do estator e o rotor. Em outras palavras, deve-se permitir uma ação de transformador entre o enrolamento do estator (ou do primário) e o enrolamento do rotor (ou do secundário).

Essa diferença de velocidade, ou escorregamento do rotor, é uma variável muito importante para o motor de indução, ela é definida por (CHAPMAN, 2005):

$$n_{slip} = n_s - n \quad (2.56)$$

Onde :

n_s é a velocidade do campo magnético girante do estator em [rpm];

n é a velocidade de rotação do rotor em [rpm];

Uma forma mais útil da grandeza escorregamento resulta quando ela é expressa numa base por unidade, usando a velocidade síncrona como referência. Desta forma, o escorregamento por unidade é:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2.57)$$

Para os motores de indução convencionais, os valores de s ficam entre zero e a unidade.

O movimento relativo entre o fluxo do estator e os condutores do rotor induz tensão de frequência (f_r), sendo chamada de frequência de escorregamento, no rotor. A Equação (2.58) mostra esta frequência:

$$f_r = s \times f \quad (2.58)$$

Onde :

f é a frequência da tensão no estator em [Hz];

2.6 EQUAÇÕES ELÉTRICAS DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

2.6.1 INTRODUÇÃO

Para uma análise do equacionamento de um motor de indução trifásico algumas considerações foram feitas, pois não é o objetivo aqui neste trabalho de fazer um estudo detalhado de tal modelagem. Entretanto, o modelo não é prejudicado por tais considerações. Assume-se que:

- Não há efeitos devido a saliência;
- A máquina de indução contém enrolamentos trifásicos tanto no rotor como no estator;
- A distribuição da densidade do campo magnético são consideradas senoidais, desprezando-se portanto os harmônicos dos enrolamentos;
- A máquina de indução é simétrica e o número de espiras das fases a, b e c são iguais, ou seja $N_a = N_b = N_c$;
- A distribuição das forças magnetomotrices são necessárias para estabelecerem o campo no entreferro;
- As indutâncias são invariáveis com as correntes, o modelo admite circuitos magnéticos linearizados;
- As perdas no ferro e mecânica são extraídas do cálculo da potência desenvolvida pelo rotor;

2.6.2 CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS

Em um motor de indução as várias indutâncias da máquina podem ser escritas em termos do ângulo elétrico θ do rotor (definido neste caso como estando entre os eixos da fase **A** do rotor e o eixo da fase **a** do estator). A Figura 2.19, mostra o diagrama vetorial de um motor de indução trifásico. (FITZGERALD, 2006), (SANTOS, 2004).

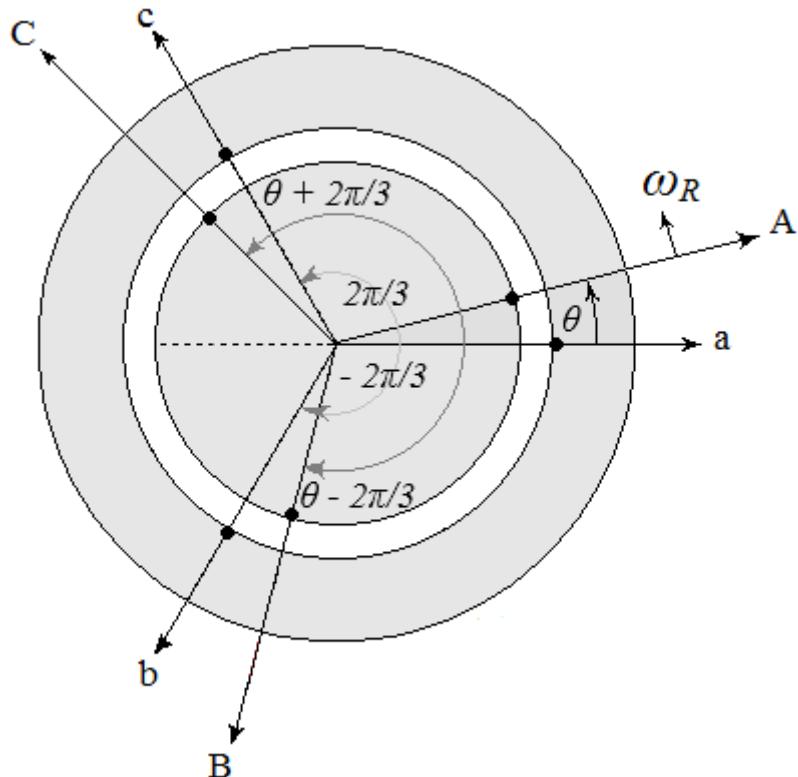


Figura 2.19 - Diagrama vetorial de um motor de indução trifásico

A Equação (2.59) descreve a indutância de uma máquina de indução é dada por:

$$L_{ij} = KN_i N_j \cos \alpha_{ij} \quad (2.59)$$

Esta equação considera qualquer quantidade de enrolamentos. Em conversores dotados de estator e rotor o índice i representa os enrolamentos genéricos do estator, e o índice j do rotor com N_i e N_j espiras respectivamente, sendo o ângulo entre os eixos dado por α_{ij} . Assim, conforme a Figura 2.19 os referidos ângulos dos enrolamentos com relação a referência **a** são dados por:

$$\alpha_{aa} = \theta;$$

$$\alpha_{ab} = -\frac{2\pi}{3}$$

$$\alpha_{ac} = \frac{2\pi}{3}$$

$$\alpha_{aA} = \theta;$$

$$\alpha_{aB} = \theta - \frac{2\pi}{3}$$

$$\alpha_{aC} = \theta + \frac{2\pi}{3}$$

Considerando a equação 2.59 e os vários ângulos dos enrolamento, as indutâncias podem ser calculadas. As indutâncias próprias do estator são dadas pela Equação (2.60).

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = KN_a N_a \cos \alpha_{aa} = KN_a^2 = L_{aa0} + L_{al} \quad (2.60)$$

Onde:

L_{aa0} é a componente de entreferro da indutância própria do estator;

L_{al} é a componente de dispersão.

Para as indutâncias próprias do rotor:

$$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = KN_A N_A \cos \alpha_{AA} = KN_A^2 = L_{AA0} + L_{Al} \quad (2.61)$$

Onde:

L_{AA0} é a componente de entreferro da indutância própria do rotor;

L_{Al} é a componente de dispersão.

Para as indutâncias mútuas entre estator e estator:

$$\begin{aligned} L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} &= KN_a N_b \cos \alpha_{ab} = -\frac{1}{2} KN_a^2 \\ &= -\frac{1}{2} L_{aa0} \end{aligned} \quad (2.62)$$

Para as indutâncias mútuas entre rotor e rotor:

$$\begin{aligned}
 L_{AB} = L_{BA} = L_{AC} = L_{CA} = L_{BC} = L_{CB} &= KN_A N_B \cos \alpha_{AB} = -\frac{1}{2} K N_A^2 \\
 &= -\frac{1}{2} L_{AA0}
 \end{aligned} \tag{2.63}$$

E, para as indutâncias mútuas entre estator e rotor:

$$\begin{aligned}
 L_{aA} = L_{Aa} = L_{bB} = L_{Bb} = L_{cC} = L_{Cc} &= KN_a N_A \cos \alpha_{ab} = K N_a N_A \cos \theta \\
 &= L_{aA} \cos \theta
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 L_{aB} = L_{Ba} = L_{bC} = L_{Cb} = L_{cA} = L_{Ac} &= K N_a N_B \cos \alpha_{aB} \\
 &= L_{aB} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 L_{aC} = L_{Ca} = L_{bA} = L_{Ab} = L_{cB} = L_{Bc} &= K N_a N_C \cos \alpha_{bA} \\
 &= L_{aC} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned} \tag{2.64}$$

2.6.3 EQUAÇÕES DOS FLUXOS CONCATENADOS E DAS TENSÕES

Neste caso, as relações entre fluxos concatenados e correntes podem ser escritas como:

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_A \\ \lambda_B \\ \lambda_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} \\ L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} & L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} & L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} & L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \tag{2.65}$$

A equação elétrica de tensão é dada por:

$$v_i = R_i i_i + \frac{d(\lambda_i)}{dt} \tag{2.66}$$

Onde:

i assumi os índices a,b,c enrolamentos que representam as fases do estator, e A, B, C as do rotor.

Assim, as respectivas equações de tensão são dadas por:

$$\begin{aligned}
 v_a &= R_a i_a + \frac{d\lambda_a}{dt} \\
 v_b &= R_b i_b + \frac{d\lambda_b}{dt} \\
 v_c &= R_c i_c + \frac{d\lambda_c}{dt} \\
 v_A &= R_A i_A + \frac{d\lambda_A}{dt} = 0
 \end{aligned} \tag{2.67}$$

$$\begin{aligned}
 v_B &= R_B i_B + \frac{d\lambda_B}{dt} = 0 \\
 v_C &= R_C i_C + \frac{d\lambda_C}{dt} = 0
 \end{aligned} \tag{2.68}$$

As tensões v_A , v_B e v_C anulam-se porque os enrolamentos do rotor estão em curto-círcuito em seus terminais.

2.7 CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

O modelo do circuito equivalente por fase das máquinas de indução é mostrado na Figura 2.20. Este modelo é utilizado para determinar uma ampla variedade de características de desempenho das máquinas de indução trifásicas em regime permanente (FITZGERALD, 2006).

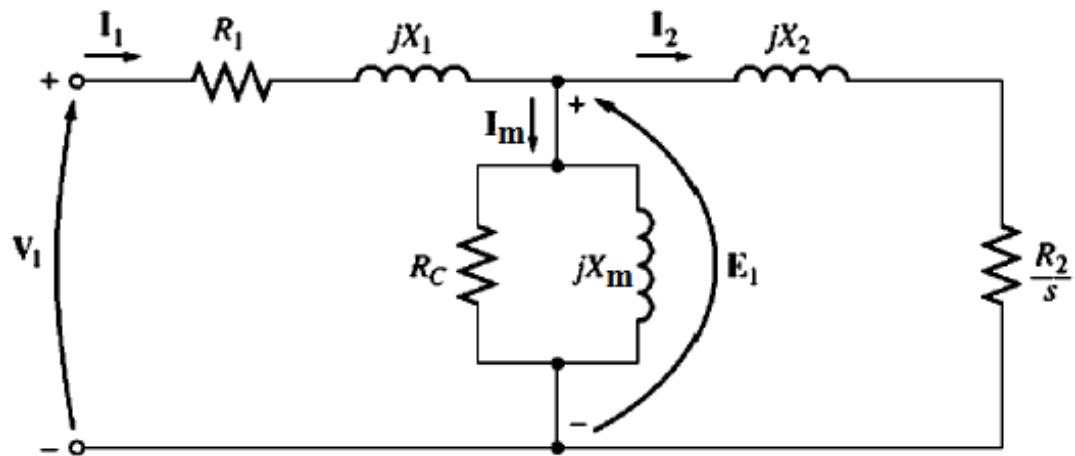


Figura 2.20 Circuito equivalente monofásico de um motor de indução. (CHAPMAN, 2005)

Onde :

V_1 é a tensão nominal de fase;

E_1 é a força contra eletromotriz no estator;

I_1 é a corrente do estator;

I_m é a corrente em vazio ou de magnetização;

I_2 é a corrente do rotor referida ao estator, igual a componente de carga do estator;

R_1 é a resistência do enrolamento do estator;

X_1 é a reatância de dispersão do enrolamento do estator;

R_c é a resistência de perdas no ferro ou perdas no núcleo;

X_m é a reatância de magnetização;

X_2 é a reatância de dispersão do rotor;

R_2 é a resistência do enrolamento do rotor;

2.7.1 CARACTERÍSTICAS DE PERFORMANCE

Pelo o modelo de circuito equivalente da Figura (2.20), e conhecendo os valores dos parâmetros desse circuito as características de performance de um motor de indução trifásico podem ser determinadas.

As perdas no cobre no estator, as perdas no enrolamento do rotor (cujo enrolamento pode ser de cobre, alumínio ou latão) e as perdas no núcleo, são respectivamente dadas por:

$$P_{estator} = 3R_1I_1^2 \quad (2.69)$$

$$P_{rotor} = 3R_2I_2^2 \quad (2.70)$$

$$P_{núcleo} = \frac{3E_1^2}{R_c} \quad (2.71)$$

A potência que é transferida do estator para o rotor através do entreferro de ar é chamada de potência de entreferro e é dada por:

$$P_g = 3I_2^2 \frac{R_2}{s} \quad (2.72)$$

A potência desenvolvida (P_d) pode ser determinada pela subtração da potência dissipada no enrolamento do rotor da potência de entreferro. Ela é calculada pela Equação (2.73), e o torque desenvolvido (T_d) é calculado pela Equação (2.74).

$$P_d = P_g - P_{rotor} = 3I_2^2 \frac{R_2}{s} - 3R_2I_2^2 = 3I_2^2 \frac{R_2}{s} (1 - s) \quad (2.73)$$

$$P_d = P_g(1 - s)$$

$$T_d = \frac{P_d}{\omega_m} = \frac{P_g(1 - s)}{\omega_s(1 - s)} = \frac{P_g}{\omega_s} \quad (2.74)$$

A potência de entrada (P_{ent}), e o rendimento de um motor de indução trifásico são respectivamente calculados pelas Equações (2.75) e (2.76). No cálculo do rendimento é levado em conta as perdas por atrito e ventilação (P_{av}).

$$P_{ent} = 3V_1I_1 \cos \theta_{11} \quad (2.75)$$

$$\eta = \frac{P_d - P_{av}}{P_{ent}} \quad (2.76)$$

2.7.2 OBTENÇÃO DO CIRCUITO EQUIVALENTE

2.7.2.1 Ensaio a vazio

O ensaio a vazio de um motor de indução tem a finalidade de fornecer informações em relação à corrente de excitação e às perdas a vazio. Geralmente, esse ensaio é executado em frequência nominal e com tensões polifásicas equilibradas, aplicadas aos terminais do estator (FITZGERALD, 2006).

Neste ensaio as seguintes medidas são obtidas: tensão de fase a vazio (V_{vz}), corrente de linha a vazio (I_{vz}), a potência trifásica de entrada (P_{vz}) e a resistência do estator (R_1) medida com o estator aquecido pelo ensaio a vazio. De posse destas medidas e ignorando as perdas do núcleo, e atribuindo todas as perdas a vazio ao atrito e à ventilação pela Equação (2.77) calcula-se as perdas rotacionais (FITZGERALD, 2006):

$$P_{rot} = P_{vz} - 3R_1I_{vz}^2 \quad (2.77)$$

Como no ensaio a vazio o escorregamento é muito pequeno, a resistência do rotor refletida (R_2/s) se torna muito elevada. A combinação em paralelos dos ramos de magnetização e do rotor torna-se, então (jX_m). Consequentemente a reatância aparente (X_{vz}), medida nos terminais do estator a vazio, se aproxima da reatância própria do estator (X_{11}), sendo dada por (FITZGERALD, 2006):

$$X_{vz} = X_{11} = X_1 + X_m \quad (2.78)$$

A potência reativa a vazio (Q_{vz}) pode ser calculada por:

$$Q_{vz} = \sqrt{(3V_{vz}I_{vz})^2 - P_{vz}^2} \quad (2.79)$$

Assim a Equação (2.80), fornece a reatância a vazio (X_{vz}), sendo:

$$X_{vz} = \frac{Q_{vz}}{3I_{vz}^2} \quad (2.80)$$

2.7.2.2 Ensaio de rotor bloqueado

Segundo (FITZGERALD, 2006) o ensaio de rotor bloqueado de um motor de indução fornece informações sobre as impedâncias de dispersão. O ensaio é feito bloqueando o rotor de modo que ele não possa girar, sendo o escorregamento, portanto, igual a unidade, e tensões polifásicas equilibradas são aplicadas aos terminais do estator.

Assim, as seguintes medidas são obtidas: a tensão de fase de rotor bloqueado (V_{bl}), a corrente de linha de rotor bloqueado (I_{bl}), a potência elétrica trifásica de entrada (P_{bl}) e a frequência de ensaio de rotor bloqueado (f_{bl}). Sendo que as correntes de ensaio de rotor bloqueado devem ser mantidas próximas de seus valores nominais, devido ao fato das reatâncias de dispersão serem afetadas de forma significativa pela saturação.

De posse das medidas obtidas, e aplicando a Equação (2.81), obtém-se o valor da potência reativa de rotor bloqueado.

$$Q_{bl} = \sqrt{(3V_{bl}I_{bl})^2 - P_{bl}^2} \quad (2.81)$$

A reatância de rotor bloqueado (X_{bl}), corrigida para a frequência nominal pode ser calculada pela Equação (2.82).

$$X_{bl} = \left(\frac{f}{f_{bl}}\right) \left(\frac{Q_{bl}}{3I_{bl}^2}\right) \quad (2.82)$$

Onde:

f é a frequência da tensão que alimenta o motor em funcionamento nominal, dada em [Hz];

f_{bl} é a frequência da tensão que alimenta o motor no ensaio de rotor bloqueado, dada em [Hz];

Sendo que, para motores com potências abaixo de 25 Hp, os efeitos da frequência são desprezados e a impedância de rotor bloqueado pode ser medida diretamente em frequência normal (FITZGERALD, 2006). Assim, a relação f/f_{bl} para pequenos motores é igual a 1, para a equação (2.82).

De acordo com (FITZGERALD, 2006) a resistência de rotor bloqueado (R_{bl}), a reatância de dispersão do rotor (X_2) e a resistência do rotor (R_2), são respectivamente dadas pelas Equações abaixo:

$$R_{bl} = \frac{P_{bl}}{3I_{bl}^2} \quad (2.83)$$

$$X_2 = (X_{bl} - X_1) \left(\frac{X_{vz} - X_1}{X_{vz} - X_{bl}} \right) \quad (2.84)$$

$$R_2 = (R_{bl} - R_1) \left(\frac{X_2 + X_m}{X_m} \right)^2 \quad (2.85)$$

A reatância de dispersão do rotor (X_2), dada pela Equação (2.84), é calculada em função da reatância de rotor bloqueado (X_{bl}), da reatância a vazio (X_{vz}) e da reatância de dispersão do estator (X_1), que ainda é uma variável desconhecida. Como não é possível determinar (X_1) e (X_2) por medidas adicionais, aplica-se a Equação (2.86), que relaciona ambas reatâncias pela constante k (FITZGERALD, 2006), (CARVALHO D. P., 2010).

$$X_1 = kX_2 \quad (2.86)$$

Onde:

k é uma constante que depende da classe ou categoria da máquina analisada;

A norma NEMA MG 1 divide os motores de indução em 6 classes diferentes, são elas:

- classe B : os motores desta categoria são considerados motores padrão e são utilizados na maioria das aplicações. Possuem conjugado de partida e fator de potência altos. Podem ser encontrados em bombas, ventiladores e máquinas diversas.
- classe A : possuem conjugado de partida igual ao da classe B, entretanto a corrente de partida é mais elevada. Este motor é recomendado para cargas que possuem grande variação, por exemplo, máquinas injetoras.
- classe C : possuem conjugado de partida maior do que os motores da classe A e B, em torno de 250% do conjugado nominal. São utilizados em cargas com alto conjugado inicial e que necessitam de velocidade constante, por exemplo, compressores e esteiras transportadoras;
- classe D : possuem o mais alto torque de partida aliado com uma baixa corrente de partida. Operam com escorregamento elevados, em torno de 5% a 13%. São utilizados em cargas que exigem alto conjugado de partida, por exemplo, prensas excêntricas.
- classe E : são motores da classe B com alta eficiência e ;
- classe F : motores com baixo conjugado e corrente de partida mais baixos que os motores da classe B. São utilizados em cargas que podem ser partida facilmente.

Estas classes são definidas por quatro tipos de desenhos de rotores, sendo estes caracterizados pela espessura e distância das barras condutoras a superfície do rotor, como mostrado na Figura 2.21. Assim, cada tipo de rotor dá um comportamento de conjugado e velocidade conforme as curvas apresentada na Figura 2.22.

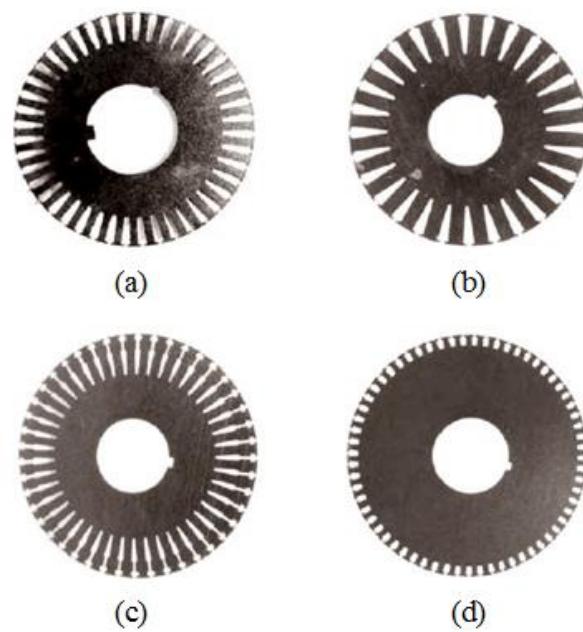


Figura 2.21 - Corte da seção transversal dos tipos de rotor dos motores de indução gaiola. (a) Classe A – barras grandes e próximas a superfície; (b) Classe B – barras grandes e profundas; (c) Classe C – barras em dupla gaiola; (d) Classe D – barras pequenas e próximas a superfície. (CHAPMAN, 2005)

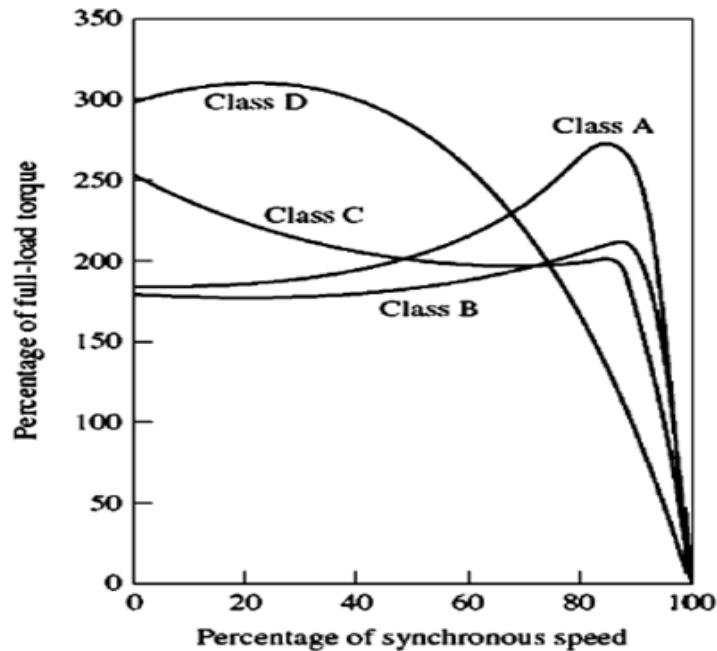


Figura 2.22 - Curvas típicas de conjugado em função da velocidade para diferentes desenhos de rotores. (CHAPMAN, 2005)

A Tabela 2.2, mostra os valores de k recomendados pela norma IEEE 112 para cada classe de motor de indução.

Tabela 2.2: Relação entre X_1 e X_2 em função da classe - (IEEE, 1996).

Motores	k
Classe A	1,00
Classe B	0,667
Classe C	0,428
Classe D	1,00

A norma brasileira ABNT NBR – 15626 divide, de acordo com as características de torque, escorregamento e corrente de partida, os motores de indução trifásicos em três categorias D, H, N. As principais características e aplicações de cada categoria são:

- categoria D : possuem torque de partida elevado, corrente de partida normal e grande escorregamento. Usados principalmente em aplicações que possuem picos de periódicos de carga, por exemplo, prensas excêntricas;
- categoria H : possuem torque de partida alto, corrente de partida normal e pequeno escorregamento. Usados em aplicações que possuem cargas de inercia elevada tais como correias transportadoras, peneiras, britadores, elevadores;
- categoria N : possuem torque de partida normal, corrente de partida normal e pequeno escorregamento. São utilizados nos mais diversos equipamentos por exemplo, bombas, ventiladores, máquinas operatrizes, etc.

A Tabela 2.3 mostra os valores de k , sugeridos pelo padrão ABNT NBR 5383-1, em função da categoria da máquina.

Tabela 2.3: Relação entre X_1 e X_2 em função da categoria - (ABNT NBR5383-1, 2002).

Motores	k
Categoria D	0,78
Categoria N	0,68
Categoria H	0,58

A Figura 2.23, abaixo mostra as curvas de conjugado em função da velocidade para os motores das categorias descritas acima.

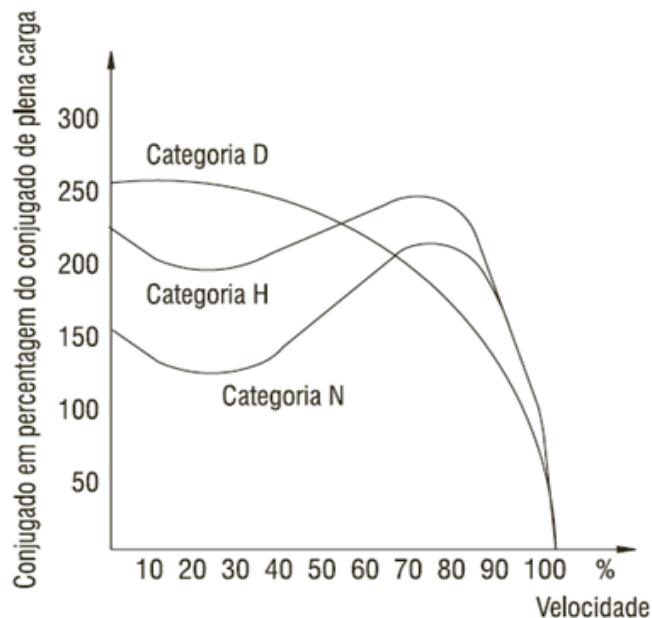


Figura 2.23 - Curvas de conjugado em função da velocidade dos motores das categorias D, H e N.

2.8 PARTIDA DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

Para os motores de indução trifásicos com o rotor em gaiola a corrente de partida pode ser muito elevada, dependendo principalmente da potência nominal do motor e da resistência eficaz do rotor em condições de partida. Podendo causar uma elevada queda de tensão no sistema de alimentação da rede. Em função disto, provoca a interferência em equipamentos instalados no sistema.

Para estimar a corrente de partida, segundo a Norma NEMA MG 1, todos os motores de rotor gaiola têm uma letra de código em suas placas de identificação. Esta letra de código estabelece limites para a quantidade de corrente que o motor pode drenar em condições de partida.

Estes limites são expressos em termos da potência aparente na partida do motor, em função da sua classificação de potência (CHAPMAN, 2005). A Tabela 2.4 apresenta os valores de potência aparente por horse-power de potência para cada código.

Tabela 2.4: Valores de potência aparente demandada na partida pela potência ativa para cada letra de código. (NEMA, 2011)

Letra de código	Rotor travado kVA/hp	Letra de código	Rotor travado kVA/hp
A	0 – 3.15	K	8.0 – 9.0
B	3.15 – 3.55	L	9.0 – 10.0
C	3.55 – 4.0	M	10.0 – 11.2
D	4.0 – 4.5	N	11.2 – 12.5
E	4.5 – 5.0	P	12.5 – 14.0
F	5.0 – 5.6	R	14.0 – 16.0
G	5.6 – 6.3	S	16.0 – 18.0
H	6.3 – 7.1	T	18.0 – 20.0
J	7.1 – 8.0	U	20.0 – 22.4
		V	22.4

Assim, para determinar a potência aparente de partida e corrente de partida de um motor de indução, utiliza-se as equações abaixo:

$$S_{partida} = P_{motor} \times fator(letra\ de\ código) \quad (2.87)$$

$$I_{partida} = \frac{S_{partida}}{V_L \sqrt{3}} \quad (2.88)$$

Onde:

P_{motor} é a potência ativa do motor em [hp];

V_L é a tensão de linha em [V];

As normas brasileiras ABNT para motores de indução indicam os valores máximos da potência aparente (ou da corrente) demandada na partida em função da potência nominal do motor (SANTOS, 2004). A Tabela 2.5 fornece as seguintes indicações:

Tabela 2.5: Demanda na partida de um motor de indução trifásico conforme a NBR 7094.

Potência (cv)	kVA/cv	kW/kVA
0,5 – 8,6	9,6	13
8,6 – 34	8,8	12
34 – 86	8,1	11
86 – 856	7,4	10
>856	6,7	9,1

2.8.1 ANÁLISE DOS MÉTODOS UTILIZADOS PARA A PARTIDA DE MOTORES DE INDUÇÃO QUANDO ALIMENTADOS POR GRUPOS GERADORES

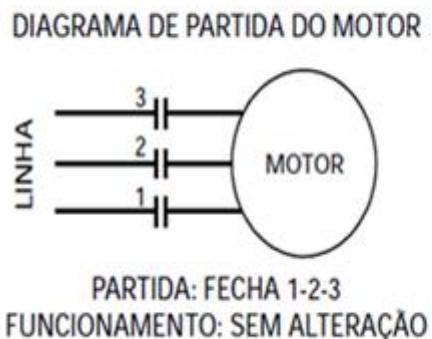
Segundo o manual do fabricante (CUMMINS, Cummins Power Generation - Engenharia de Aplicações - Manual de aplicações para Grupos Geradores arrefecidos a água, 2015), existe vários métodos utilizados para a partida de motores de indução, entretendo eles devem ser analisados quando forem aplicados em motores elétricos supridos por grupos geradores. Dentre eles, destacam-se:

2.8.1.1 Partida direta

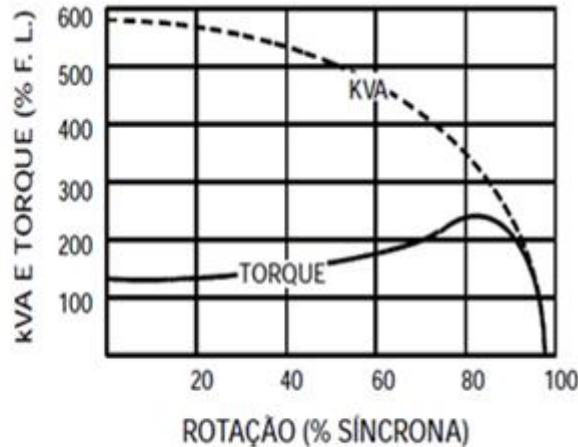
A partida por meio da conexão direta do motor com a rede elétrica, utilizando tensão nominal da rede, é um dos processos utilizado com mais frequência, a menos que seja necessário reduzir a potência aparente (kVA) para a partida do motor devido a uma limitação da capacidade de potência do grupo gerador ou ao limite para a queda de tensão durante a partida do motor elétrico. Não há qualquer restrição relativa à potência do motor (Hp), capacidade, tensão ou tipo de motor. A Figura 2.24 - (a) mostra o diagrama de partida desse método.

Este método é mais comum devido à sua simplicidade, confiabilidade e custo inicial. A Figura - (b) mostra as curvas de torque e potência aparente (kVA) para motores de indução com rotor em gaiola de esquilo, quando submetidos a partida direta. Observa-se

que para a curva de potência (kVA) e a curva de torque, que ambas variam lentamente até que o motor praticamente atinge a rotação plena. Nota-se também que o valor da potência vai a 350% da potência nominal quando próximo de 80% da rotação síncrona.



(a)



(b)

Figura 2.24 - (a) Diagrama de partida direta do motor; (b) Curvas típicas de torque e potência aparente (kVA) para motores de indução gaiola de esquilo utilizando a partida direta.

2.8.1.2 Partida do Motor utilizando tensão reduzida

Embora uma queda de tensão frequentemente cause vários problemas, uma redução controlada da tensão nos terminais do motor pode ser benéfica quando usada para diminuir a potência aparente (kVA) de partida de um motor em aplicações onde o torque reduzido do motor é aceitável. Reduzir a potência aparente de partida do motor contribui para diminuir o tamanho do grupo gerador necessário, diminuir a queda de tensão e permitir uma partida mais “suave” de cargas do tipo motores elétricos. Certifique-se, entretanto, de que o motor desenvolverá torque suficiente para acelerar a carga sob condições de tensão reduzida.

Além disso, qualquer método de partida que faça a transição incorreta entre “partida” e “funcionamento” poderá causar uma condição de corrente de partida quase tão grave quanto a partida direta (ao menos que o motor elétrico esteja na rotação nominal, ou próximo dela). Isto poderá causar quedas de tensões inaceitáveis e potencialmente a atuação da proteção relacionada ao fenômeno.

2.8.1.3 Partida de Motores com Autotransformador – Ligação Transição Aberta

Neste método o autotransformador encontra-se no circuito somente durante a partida para reduzir a tensão de alimentação do motor. Entretanto, caso haja uma abertura acidental do circuito de conexão temporária (do motor para o autotransformador) poderá causar graves transitórios, levando a atuação da proteção. A Figura 2.25 mostra o diagrama de partida deste método, juntamente com as suas curvas típicas de torque e potência aparente (kVA).

A comutação de transição aberta durante a partida de motores elétricos com tensão reduzida deve ser evitada nos casos em que a tensão é gerada por um grupo gerador, especialmente quando os motores não atingem rotação nominal no momento da transição. A razão disto é que o motor diminui a sua rotação e sai da velocidade nominal durante a transição de comutação. A potência aparente (kVA) consumida pelo motor elétrico imediatamente após a comutação pode ultrapassar a potência aparente de partida. Neste método nota-se que o fator de potência de partida é menor quando é utilizado um autotransformador.

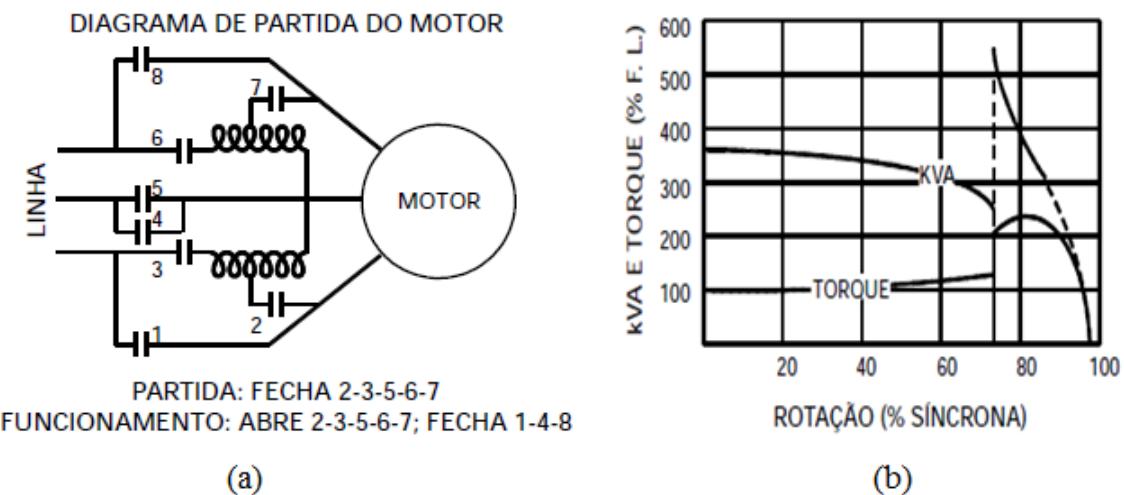


Figura 2.25 - (a) Diagrama de partida usando autotransformador com ligação transição aberta; (b) Curvas típicas de torque e potência aparente (kVA) para motores de indução gaiola de esquilo utilizando este método de partida.

2.8.1.4 Partida de Motores com Autotransformador – Ligação Transição fechada

Neste método durante a partida o circuito não é interrompido totalmente. No momento da transferência, parte do enrolamento do autotransformador permanece no circuito como um reator em série com os enrolamentos do motor. A Figura 2.26 mostra o diagrama de partida deste método, juntamente com as suas curvas típicas de torque e potência aparente (kVA).

A transição fechada é preferida em relação à transição aberta, devido o distúrbio elétrico ocorrente ter menor intensidade. A comutação, entretanto, é mais cara e complexa. É o método de partida de tensão reduzida mais utilizado para grandes motores com requisitos de baixo torque de carga, como bombas de elevação para esgotos e resfriadores. A principal vantagem é um maior torque por corrente do que com outros métodos de partida de tensão reduzida. A operação pode ser automática e/ou remota. Neste método nota-se também, que o fator de potência de partida é menor quando é utilizado um autotransformador.

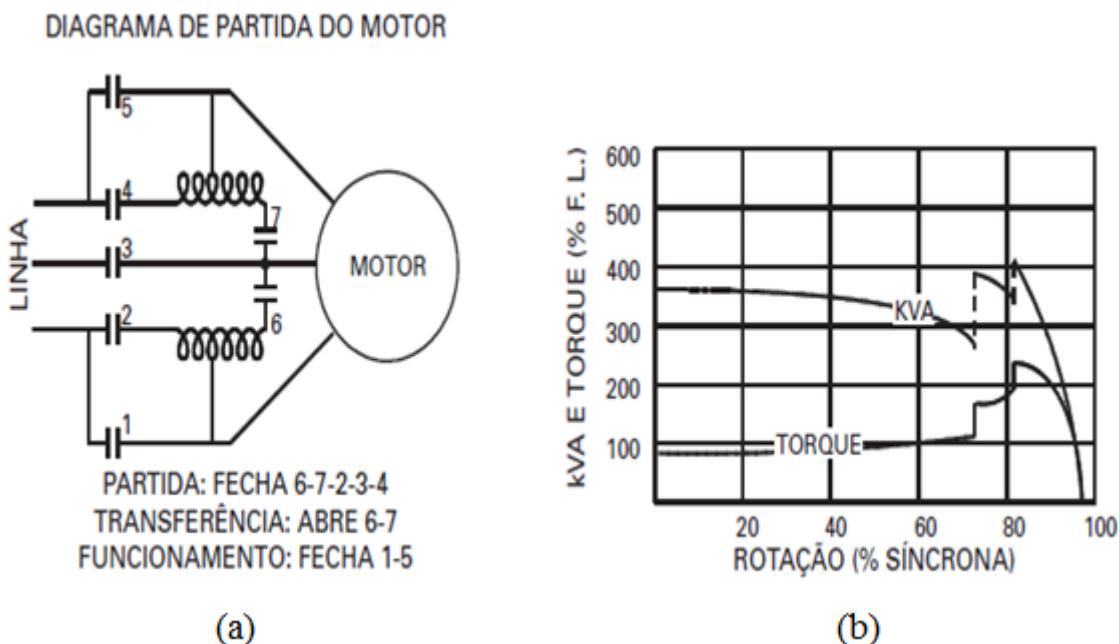


Figura 2.26 - (a) Diagrama de partida usando autotransformador com ligação transição fechada; (b) Curvas típicas de torque e potência aparente (kVA) para motores de indução gaiola de esquilo utilizando este método de partida.

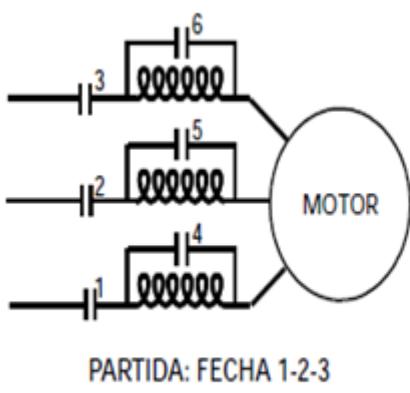
2.8.1.5 Partida de Motores com Reator – Ligação Transição fechada

A partida com reator tem a vantagem da simplicidade e da transição fechada, mas resulta em menor torque de partida por potência aparente (kVA) do que a partida com autotransformador. O torque relativo, contudo, aumenta à medida que o motor acelera. A Figura 2.27 mostra o diagrama de partida deste método, juntamente com as suas curvas típicas de torque e potência aparente (kVA).

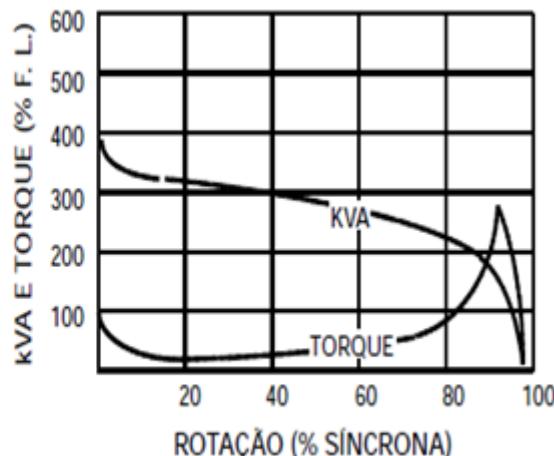
Em geral, a partida com reator não é muito usada, exceto quando se queira partir motores grandes, que possuem alta tensão nominal ou alta corrente. Os reatores devem ser dimensionados em função da potência (HP) e da tensão e podem ter disponibilidade limitada. Normalmente, o custo de partida com reator é maior do que da partida com autotransformador para motores menores, mas é mais simples e menos cara para grandes motores. O fator de potência de partida é excepcionalmente baixo.

A partida com reator permite uma partida mais suave com praticamente nenhum distúrbio perceptível de transição e é bem adequada para aplicações como bombas centrífugas e ou ventiladores.

DIAGRAMA DE PARTIDA DO MOTOR



(a)



(b)

Figura 2.27 - (a) Diagrama de partida usando reator com ligação transição fechada; (b) Curvas típicas de torque e potência aparente (kVA) para motores de indução gaiola de esquilo utilizando este método de partida.

2.8.1.6 Partida de Motores com Resistor – Ligação Transição fechada

A partida com resistor é usada ocasionalmente para pequenos motores onde são necessários vários passos de partida e não é permitida a abertura dos circuitos do motor entre os passos. A Figura 2.28 mostra o diagrama de partida deste método, juntamente com as suas curvas típicas de torque e potência aparente (kVA).

Também é disponível como método de partida para um motor utilizando um sistema de partida sem transição em etapas, o que possibilita uma partida mais suave. Em geral, a partida auxiliada por um resistor é o método mais barato para motores de pequeno porte. Este método proporciona uma aceleração mais rápida de cargas mecânicas devido ao aumento da tensão à medida que a corrente diminui.

A partida de um motor com a tensão reduzida por resistor consome mais potência do que uma partida por meio da simples conexão direta do motor elétrico com a rede de energia, mas tem a vantagem de possuir um fator de partida maior.

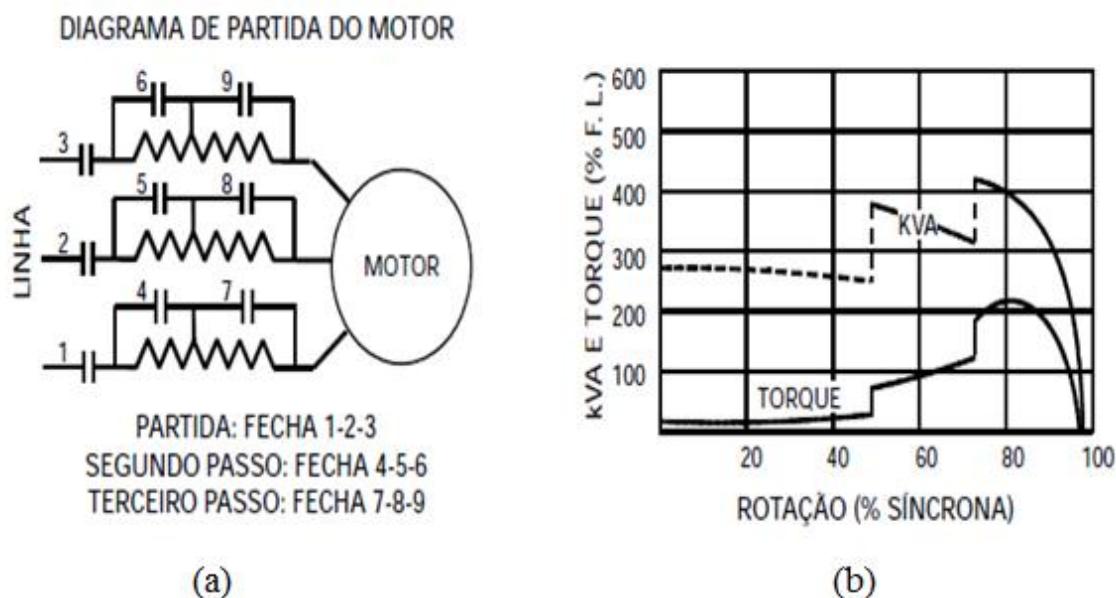


Figura 2.28 - (a) Diagrama de partida usando resistor com ligação transição fechada; (b) Curvas típicas de torque e potência aparente (kVA) para motores de indução gaiola de esquilo utilizando este método de partida.

2.8.1.7 Partida de Motores através da ligação Estrela - Triângulo

A partida que utiliza um sistema do tipo Estrela-Triângulo não exige o uso de autotransformador, reator ou resistor. O motor efetua sua partida com a conexão de seus enrolamentos em estrela e funciona em regime permanente com conexão em triângulo. A Figura 2.29 mostra o diagrama de partida deste método, juntamente com as suas curvas típicas de torque e potência aparente (kVA).

Este método de partida está se tornando progressivamente popular em aplicações nas quais são aceitáveis torques de partida com valores mais baixos. Entretanto, este método apresenta as seguintes desvantagens:

1. Transição aberta. A transição fechada está disponível a um custo extra.
2. Baixo torque.
3. Nenhuma vantagem quando o motor é alimentado por um grupo gerador, a menos que o motor consiga atingir a rotação nominal antes da comutação. Em aplicações onde o motor não alcança a rotação nominal, o grupo gerador deve ser sobre dimensionado para atender o consumo de potência de pico.

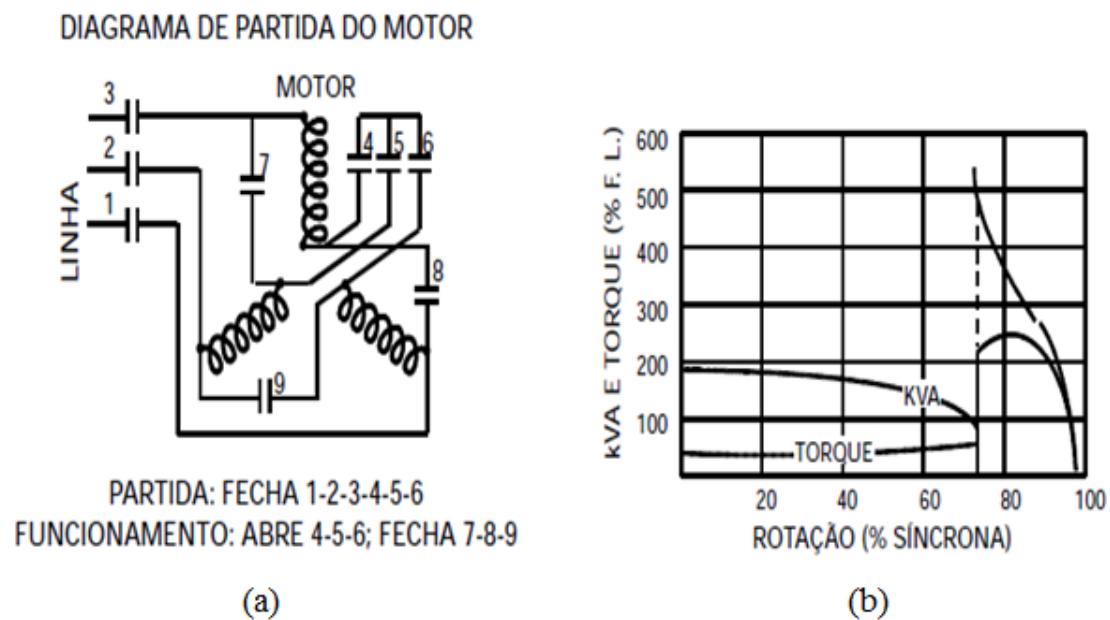


Figura 2.29 - (a) Diagrama de partida usando a ligação Estrela – Triângulo; (b) Curvas típicas de torque e potência aparente (kVA) para motores de indução gaiola de esquilo utilizando este método de partida.

2.8.1.8 Partida de Motores utilizando enrolamento parcial - Ligação Transição fechada

O método de partida controlado de um motor elétrico utilizando uma parte do seu enrolamento, é o método mais barato porque não exige o uso de autotransformador, reator ou resistor e utiliza um sistema de comutação simples. Este método é disponível em duas ou mais etapas de aplicação de carga, dependendo do tamanho (capacidade), da rotação, da tensão e da possibilidade deste motor possuir vários terminais.

Este método proporciona automaticamente uma transição fechada. Numa primeira etapa, um enrolamento é conectado à tensão da rede elétrica, depois de um certo tempo, o segundo enrolamento é conectado em paralelo com o primeiro. A Figura 2.30 mostra o diagrama de partida deste método, juntamente com as suas curvas típicas de torque e potência aparente (kVA).

O torque de partida é baixo e o seu valor é determinado pelo fabricante do motor. O objetivo deste método de partida controlada não é reduzir a corrente de partida, mas em fornecer a corrente de partida em incrementos menores. Este método não é vantajoso caso o motor seja alimentado por um grupo gerador, a menos que o motor consiga atingir a rotação nominal antes que ocorra a conexão de todos os enrolamentos.

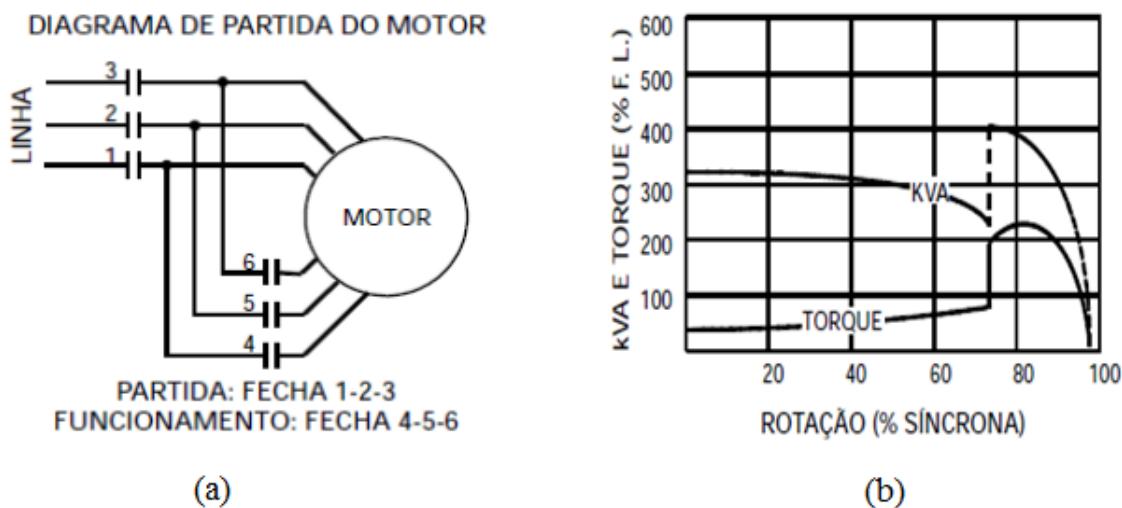


Figura 2.30 - (a) Diagrama de partida usando enrolamento parcial ligação transição fechada; (b) Curvas típicas de torque e potência aparente (kVA) para motores de indução gaiola de esquilo utilizando este método de partida.

2.8.1.9 Partida de Motores equipados com rotor bobinado

Um motor elétrico com rotor bobinado pode ter o mesmo torque de partida que um motor equipado com rotor do tipo gaiola, todavia consome menos corrente. A diferença entre estes dois motores está apenas no projeto do rotor. Assim, a corrente de partida, o torque e as características da rotação podem ser alteradas conectando-se a quantidade correta de resistências elétricas externas nos terminais acessíveis do rotor. A Figura 2.31 mostra o diagrama de partida deste método, juntamente com as suas curvas típicas de torque e potência aparente (kVA).

Em geral, os motores de rotor bobinado podem ser configurados de modo que a potência aparente (kVA) de partida seja cerca de 1,5 vezes maior que a potência aparente de funcionamento. Este é o tipo de motor mais simples e adequado para ser acionado por um grupo gerador. Entretanto, são mais caros e requerem maiores manutenções, perdendo em termos de robustez, se comparado com os motores de indução em gaiola.

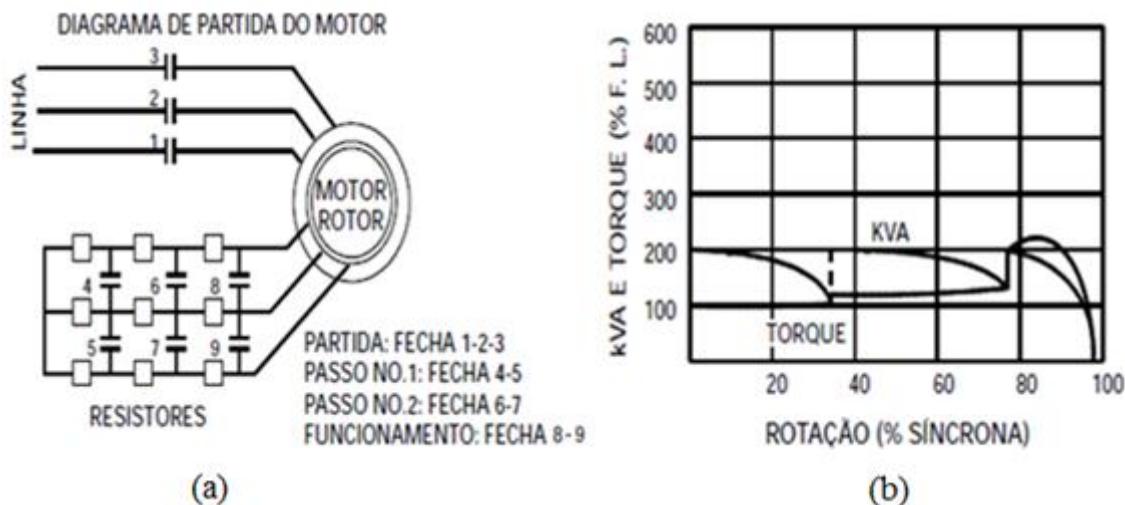


Figura 2.31 - (a) Diagrama de partida usando motores equipados com rotor bobinado; (b) Curvas típicas de torque e potência aparente (kVA) para motores de indução gaiola de esquilo utilizando este método de partida.

2.9 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo abordou as características, os parâmetros e o equacionamento que envolve os geradores síncronos e os motores de indução. Buscando os conceitos diversos trazidos pela literatura e que serviram de base para os capítulos posteriores.

O próximo capítulo tratará sobre a aplicação dos interruptores ac bidirecionais, que serão neste trabalho uns dos componentes fundamentais no processo de chaveamento dos bancos de capacitores.

CAPÍTULO III

INTERRUPTORES AC BIDIRECIONAIS

3.1 INTRODUÇÃO

Conforme (RASHID, 1999) a eletrônica de potência é primariamente baseada no chaveamento dos dispositivos semicondutores de potência. Com o desenvolvimento da tecnologia dos semicondutores de potência, as capacidades nominais e a velocidade de chaveamento dos dispositivos de potência melhoraram enormemente.

O controle do fluxo de energia elétrica entre dois ou mais sistemas elétricos distintos sempre foi uma das grandes preocupações dos engenheiros eletricistas ao longo da história da engenharia elétrica. Para realizar tal controle, sempre foram procurados métodos que permitissem rendimentos elevados, visto que normalmente eles são empregados no tratamento de potências elevadas (BARBI, 2005).

Assim, neste capítulo será apresentada a aplicação dos Mosfets e IGBTs na construção de interruptores bidirecionais, que serão utilizados para fazerem o chaveamento dos bancos de capacitores.

3.2 DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA

A necessidade de interruptores mais eficientes, compactos e rápidos levou ao desenvolvimento de interruptores eletrônicos. Assim, nos anos 60 foi desenvolvido o tiristor nos laboratórios da General Electric nos Estados Unidos. O tiristor foi indubitavelmente um componente que mudou a trajetória da engenharia e das atividades industriais desde então, repercutindo profundamente em todas as atividades humanas, sobretudo as de natureza produtiva (BARBI, 2005).

Segundo (RASHID, 1999) desde o primeiro tiristor, o retificador controlado de silício (SCR), houve tremendos avanços nos dispositivos semicondutores de potência. Desde

1970, vários tipos de semicondutores de potência foram desenvolvidos e tornaram-se comercialmente disponíveis. A Figura 3.1 apresenta os símbolos de alguns destes dispositivos semicondutores de potência.

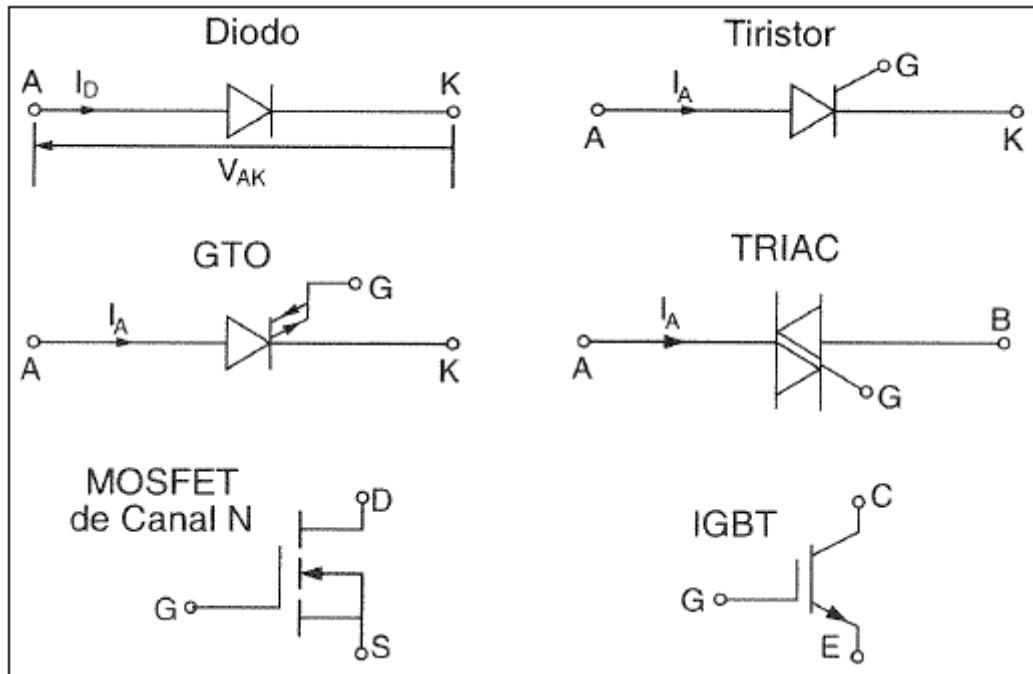


Figura 3.1 - Símbolos de alguns dispositivos semicondutores de potência

Em muitas aplicações de eletrônica de potência, os retificadores controlados de silício (SCRs) são considerados como chaves ideais. Eles suportam altas tensões reversas (e diretas quando em não condução), e altas correntes diretas, apresentando uma pequena queda de tensão direta. A sua principal característica está no seu disparo que é realizado através de um sinal positivo aplicado em seu “gate”.

A principal desvantagem está na impossibilidade de se desligar o componente através do próprio “gate”. A inclusão desta capacidade de “desligamento” em um SCR, requer modificações no componente e algumas limitações de operação do mesmo. Entretanto há os componentes semicondutores totalmente controláveis como o GTO (Gate turn-off Thyristor), o Mosfet e o IGBT.

3.3 INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS

Segundo (DANTAS, 2006) e (DAPKUS, 2014) para a implementação de diversas estruturas analisadas em aplicações em corrente alternada, torna-se necessária a utilização de interruptores bidirecionais em tensão e corrente. O interruptor bidirecional deve ser capaz de bloquear tensão e conduzir correntes nos dois sentidos. Devido a inexistência deste componente no mercado em níveis menores de potência, constroem-se interruptores bidirecionais a partir de associações de semicondutores de potência, tais como Mosfet, transistores IGBT e diodos. A Figura 3.2, apresenta algumas das possíveis configurações de associações destes semicondutores.

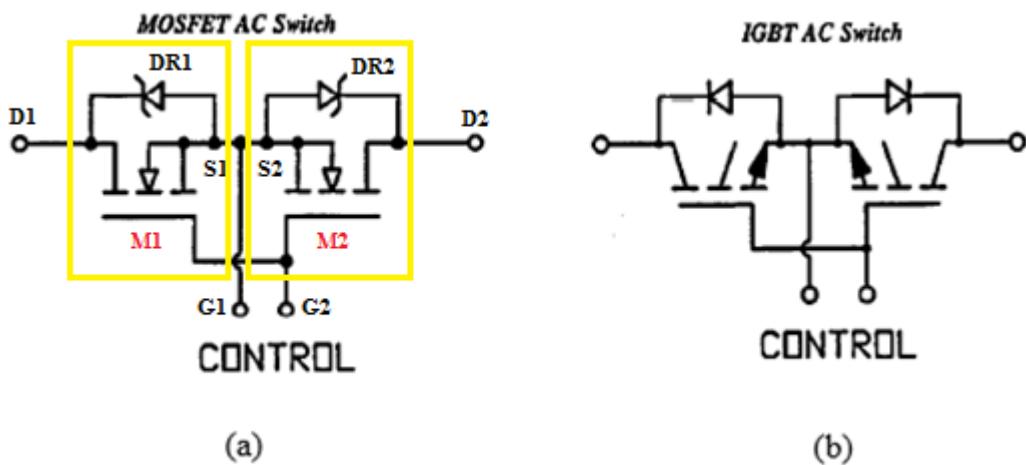


Figura 3.2 - Possíveis configurações de interruptores bidirecionais: (a) Mosfets em anti-série, com source comum; (b) IGBTs em anti-série, com emissor comum.

Analizando a Figura 3.2 (a), construtivamente os interruptores bidirecionais a mosfet (M1 e M2) apresentam os terminais denominados de “gate” G1 e G2 curto-circuitados e conectados ao circuito de disparo. O source de ambos S1 e S2 também encontram-se curto-circuitados e são utilizados como terminal de referência para os pulsos provenientes do circuito de disparo. Quando os mosfets estão operando como chaves fechadas, a corrente alternada no semi ciclo positivo passa pelo mosfet M1 e pelo diodo intrínseco DR2. No sentido oposto, a corrente percorre o mosfet M2 e o diodo intrínseco DR1. Quando os mosfets são abertos pela retirada dos pulsos de gatilho, a corrente alternada é extinta.

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo deu uma breve apresentação sobre dispositivos semicondutores de potência e interruptores bidirecionais. Que são constituídos por Mosfets quando a aplicação não exige esforços maiores de corrente e tensão. E por IGBTs, quando se necessita de um chaveamento em corrente alternada para níveis maiores de potência. O Capítulo VI mostrará o funcionamento destes interruptores nos experimentos práticos.

O capítulo seguinte mostrará algumas das características dos reguladores de tensão utilizados em geradores síncronos. E como foi feito a implementação deste equipamento na prática, para este ser utilizado no gerador síncrono estudado neste trabalho.

CAPÍTULO IV

ANÁLISE TEÓRICA E IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DE UM REGULADOR DE TENSÃO PARA O GERADOR SÍNCRONO

4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem a finalidade de mostrar a aplicação, o princípio de funcionamento e o desenvolvimento do regulador de tensão do gerador síncrono utilizado no laboratório. Apresentando o sistema de controle da excitação juntamente com o teste no regulador, afim de verificar seu desempenho no controle de excitação do gerador síncrono, quando este alimentava o motor de indução durante a partida.

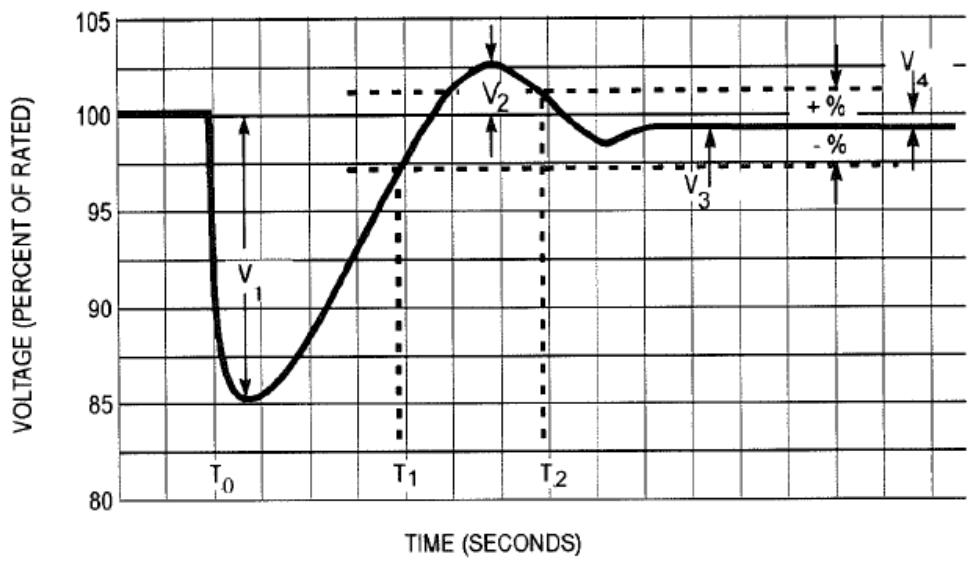
4.2 FUNÇÕES DE UM REGULADOR DE TENSÃO (CONTROLE DA EXCITAÇÃO)

Em (GUIMARÃES, 2008) do ponto de vista do sistema de potência, a principal função de um regulador de tensão é controlar a tensão terminal da máquina síncrona (gerador) pelo ajuste de sua excitação (corrente de campo). Em outras palavras, o regulador deve acompanhar a tensão do gerador durante todo o tempo e em qualquer condição de carga agindo no sentido de manter esta tensão dentro de limites pré-definidos. Em consequência disso, pode-se dizer que o regulador de tensão também controla a potência reativa gerada e o fator de potência da máquina desde que estes fatores são dependentes do nível de excitação do gerador.

Conforme a (NEMA, 2011) quando um gerador síncrono é submetido a uma mudança repentina de carga haverá um tempo em que a tensão de saída varia. Uma das funções do sistema regulador de excitação é detectar esta mudança na tensão de saída e variar a excitação de campo o quanto necessário para restaurar a tensão terminal. O desvio máximo transitório na tensão de saída que ocorre é em função de:

- A magnitude, fator de potência e taxa de variação da carga aplicada;
- O tempo de resposta de tensão e da capacidade do sistema regulador da excitação.
- A velocidade da máquina primária em função do tempo após a mudança repentina de carga.

Assim, a Figura 4.1 mostra a variação da tensão no tempo em decorrência de uma mudança repentina de carga, onde há a atuação de um regulador de tensão. Esta figura também apresenta alguns termos importantes na análise de um afundamento de tensão e performance do regulador (NEMA, 2011).



V_1 = Voltage dip	T_0 = Point at which load is applied
V_2 = Maximum transient voltage overshoot	T_1 = Time to recover to a specified band
V_3 = Recovery voltage	T_2 = Time to recover to and remain
V_4 = Steady-state regulator	within the specified band

Figura 4.1 - Variação da tensão no tempo em decorrência de uma mudança repentina de carga (NEMA, 2011).

Analizando a Figura 4.1 tem-se as seguintes definições:

(a) Transient voltage regulation

Regulação de tensão transitória é o desvio máximo de tensão que ocorre em resultado de uma mudança repentina de carga. Podendo ser um aumento de tensão ou uma queda de tensão e é normalmente expressa em porcentagem da tensão nominal.

(b) Voltage dip

Queda de tensão é a regulação de tensão transitória que ocorre em resultado de um aumento repentino na carga. É normalmente expressa como uma percentagem da tensão nominal.

(c) Transient Voltage Overshoot

Ultrapassagem da tensão transitória é a superação máxima de tensão acima da tensão nominal que ocorre como resultado de uma resposta do sistema de excitação para um aumento repentino na carga. Sendo expressa como uma porcentagem da tensão nominal.

(d) Steady-state Voltage Regulation

Regulação de tensão em estado estacionário é o desvio de tensão em estado estacionário que ocorre em resultado da mudança de carga depois que todos transitórios devido a esta mudança já tenham ocorridos. A regulação de tensão de estado estacionário é normalmente expressa como uma porcentagem da tensão nominal para qualquer carga entre sem carga e carga nominal.

(e) Recovery Voltage

Tensão de recuperação é a tensão máxima obtida para uma condição de carga especificada. A tensão de recuperação é normalmente expressa como uma porcentagem da tensão nominal. Para cargas que excedem o valor nominal, a tensão de recuperação é limitada pela saturação e o limite de excitação de campo.

(f) Recovery Time

O tempo de recuperação é intervalo de tempo necessário para a tensão de saída voltar a uma condição específica após uma mudança súbita de carga.

4.3 TIPO DE SISTEMA DE EXCITAÇÃO UTILIZADO

Ao longo dos anos os sistemas de excitação têm evoluído tomando várias formas e, conforme a fonte de potência (excitatriz) utilizada, estes podem ser classificados como excitação CC, excitação estática e excitação CA.

Devido aos vários tipos de sistemas de excitação existente, cada um com suas particularidades de uso, não é o objetivo deste trabalho detalhar todos os sistemas de excitação, assim buscou-se focar na excitação estática, cujo princípio de funcionamento foi a base para o desenvolvimento do regulador de tensão aqui proposto.

4.3.1 SISTEMA DE EXCITAÇÃO ESTÁTICO

Todos os componentes nestes sistemas são estáticos ou estacionários. Estes utilizam transformadores associados com conversores CA/CC (que podem ser controlados (ex.: pontes de tiristores) ou não (ex.: ponte de diodos)) para fornecer a corrente contínua requerida pelo campo do gerador através de anéis deslizantes. O suprimento de potência para os retificadores estáticos provém do gerador principal (ou um barramento auxiliar da estação) através de um transformador (que abaixa a tensão para um nível apropriado), ou provém, em alguns casos, de enrolamentos auxiliares no gerador. Como o sistema de excitação estático não possui partes girantes, sua resposta é mais rápida do que a dos outros dois tipos, contribuindo para a melhoria da estabilidade transitória do gerador síncrono (GUIMARÃES, 2008). A Figura 4.2, apresenta um sistema de excitação estático.

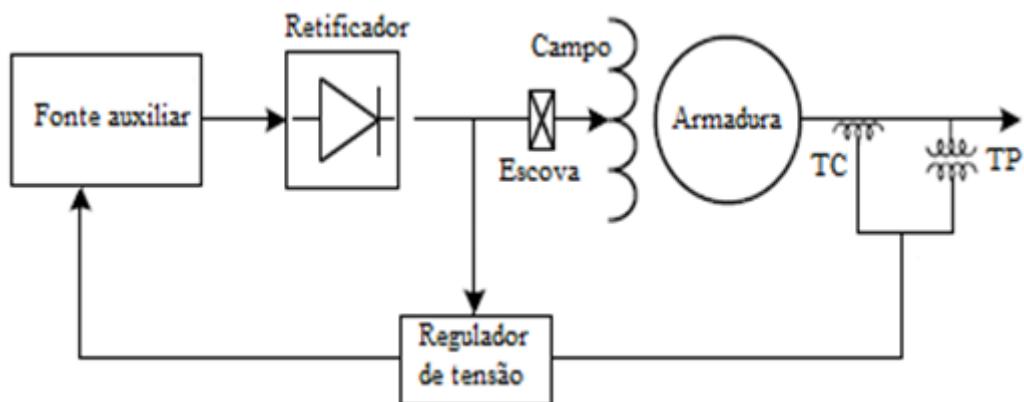


Figura 4.2 - Diagrama de ligação do sistema de excitação estático.

4.3.2 SISTEMA IMPLEMENTADO PARA O CONTROLE DE EXCITAÇÃO

A grande maioria dos diagramas de blocos dos sistemas de excitação podem ser representados pelo diagrama de blocos da Figura 4.3. Onde há uma função de transferência para representar cada bloco.

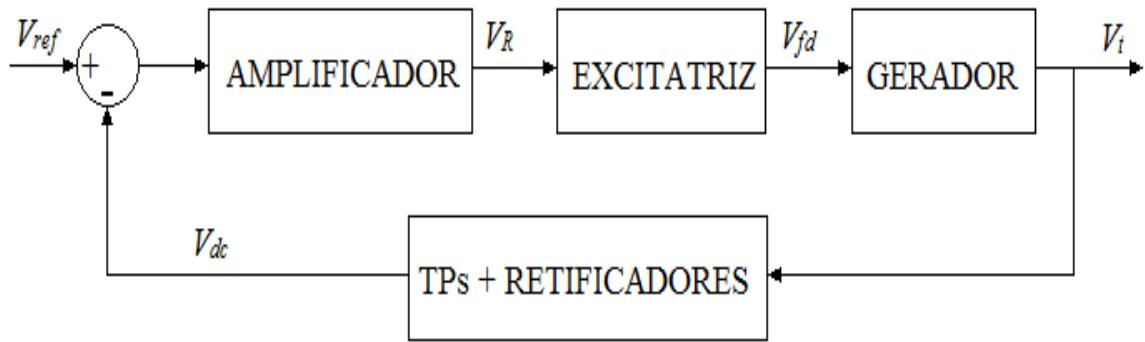


Figura 4.3 - Diagrama de bloco simplificado de um sistema de excitação genérico.

O sistema de excitação proposto foi baseado no sistema de excitação estático com algumas particularidades, e o seu o diagrama de ligação é dado na Figura 4.4.

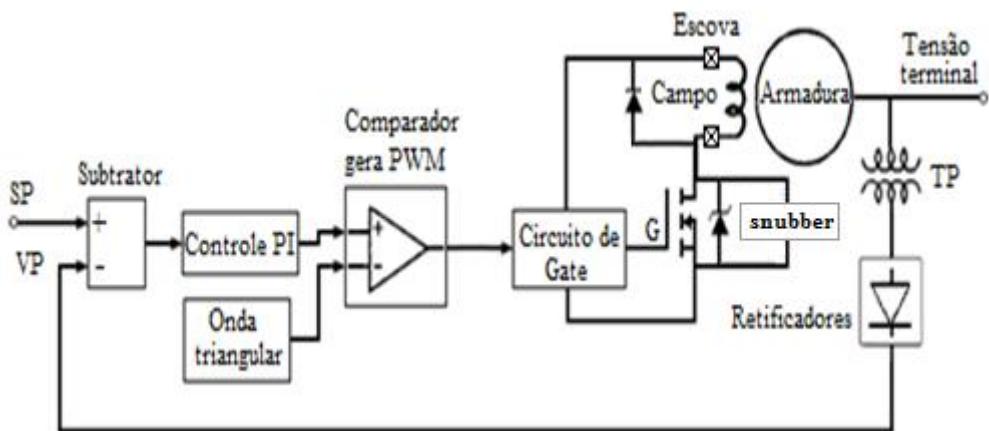


Figura 4.4 Diagrama de ligação do sistema implementado para o controle da excitação.

Na Figura a tensão terminal é aquisicionada por um conjunto de transformadores de potencial (ligados no primário em estrela e no secundário em delta), sendo esta tensão abaixada e retificada sendo chamada de VP (Variável do Processo). Ela é comparada em um circuito subtrator (composto por amplificador operacional LM 358 com ganho unitário) com um nível de tensão de referência SP (Setpoint), que é a tensão nominal do

gerador síncrono convertida em um nível dc de tensão. Deste bloco sai um sinal de erro que é levado a um controle PI (composto também por dois amplificadores operacionais LM 358 em paralelo e ligados na forma inversora, o ganho do proporcional é -5,5 e o do integrador é -4,5 estes ganhos são valores iniciais e são ajustados empiricamente na prática), a saída do bloco do controle PI é levado ao circuito somador inversor (composto por um amplificador operacional LM 358 na forma inversora, com ganho de 12).

Saindo deste circuito com um nível dc positivo, este sinal é comparado com uma onda triangular de 1,16 kHz (gerada em um circuito oscilador também composto por amplificadores operacionais LM 358) em um circuito comparador (composto também por um amplificador operacional LM 358), gerando assim um PWM. A Figura 4.5 apresenta a imagem da onda triangular para gerar o PWM.

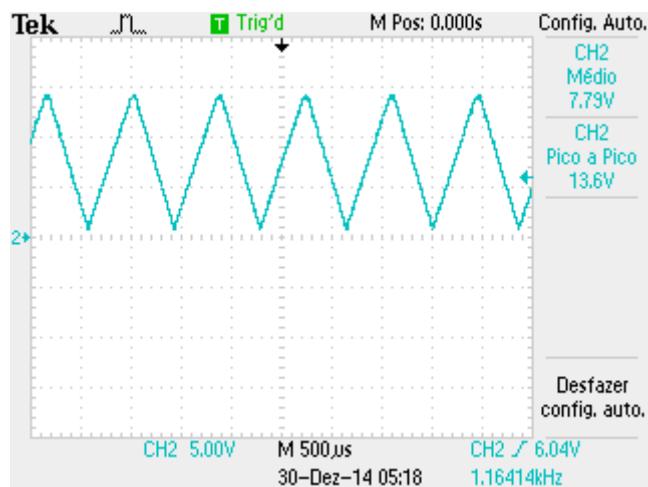


Figura 4.5 - Onda triangular utilizada para gerar o PWM.

Este sinal PWM é levado a um drive (circuito de disparo), que fornece sinal ao mosfet IRFP264N, que chaveia uma tensão média no campo do gerador, gerando a tensão terminal que realimenta a malha de controle até a tensão estabilizar em 380 V de linha devido a atuação do controle PI. A Figura 4.6 apresenta uma imagem do PWM gerado.

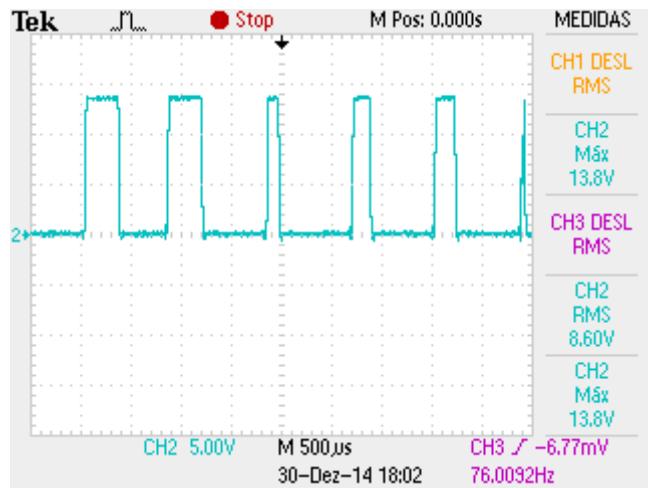


Figura 4.6 - PWM gerado para acionar o mosfet IRFP264N.

Assim o campo do gerador síncrono é ligado a uma fonte de tensão dc (presente no drive) e ao dreno do mosfet. A fonte tem uma amplitude de 180 V, o controle gera automaticamente um PWM com “duty cycle” de 30 a 85 %, que são os valores mínimos e máximos do amplificador, que fornecem uma tensão média de 54 a 153 V dc no campo, estes valores representam os níveis mínimo e máximo de tensão de campo para gerarem uma tensão terminal de linha de 380 V, com a máquina a vazio (54 V no campo) e com o gerador partindo um motor de 2 cv como carga (153 V no campo).

A Figura 4.7 apresenta o diagrama de blocos do sistema de excitação proposto. Onde está representado o bloco do amplificador, e os blocos com as funções de transferências da excitatriz, do gerador e do conjunto dos transformadores de potencial mais dos retificadores. A Figura 4.8 mostra a foto do circuito eletrônico que representa o controle de excitação, enquanto a Figura 4.9 mostra a foto do circuito eletrônico que representa o drive do mosfet (circuito de disparo).

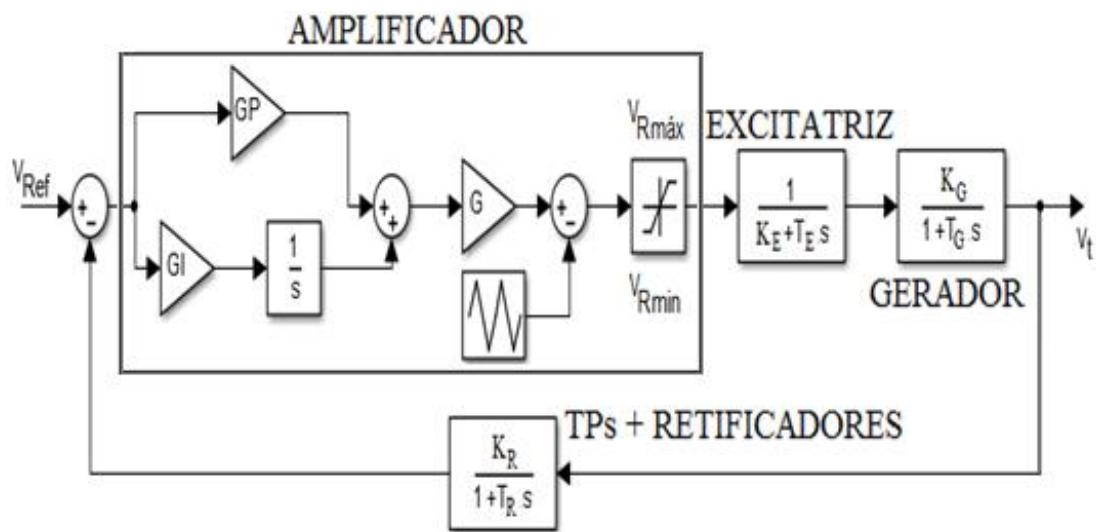


Figura 4.7 - Diagrama de blocos do controle do sistema de excitação.

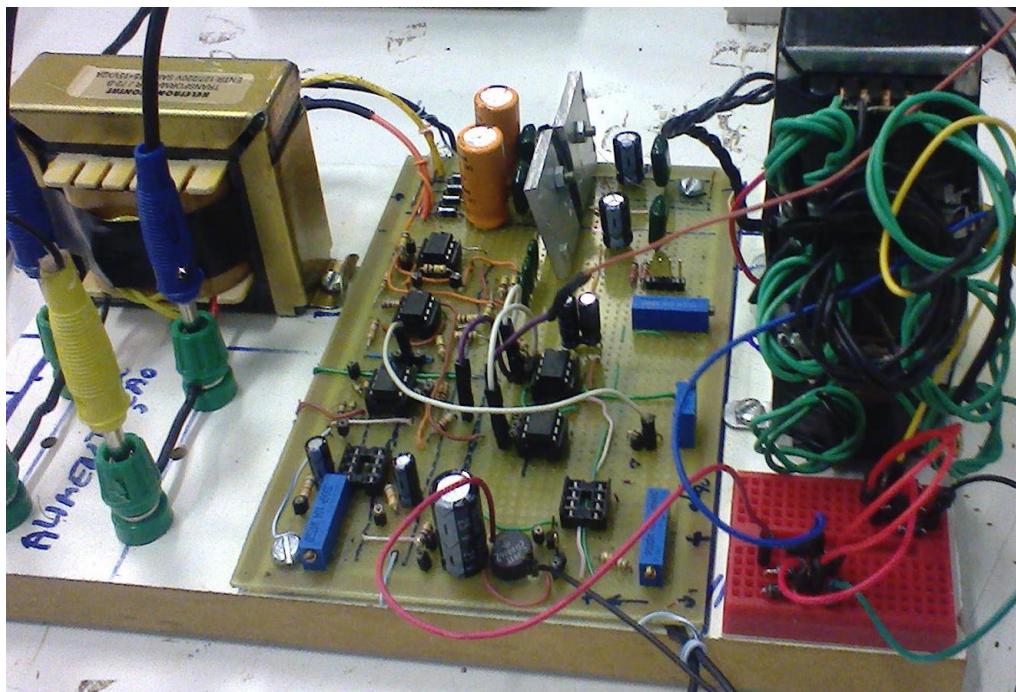


Figura 4.8 - Foto do circuito eletrônico que representa o controle de excitação.

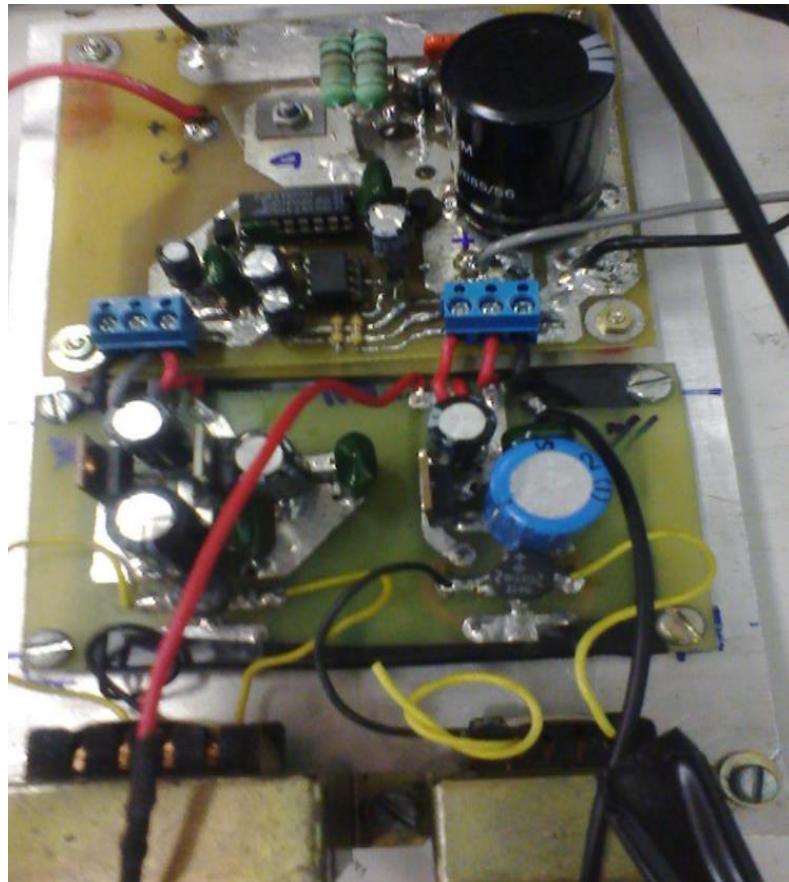
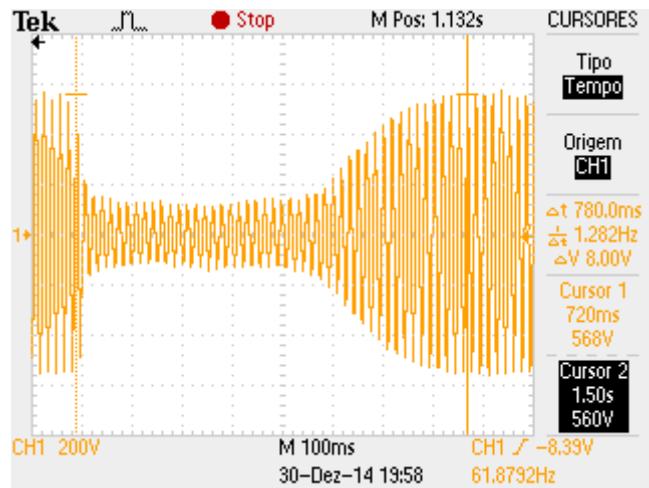


Figura 4.9 - Foto do circuito eletrônico que representa o drive do mosfet.

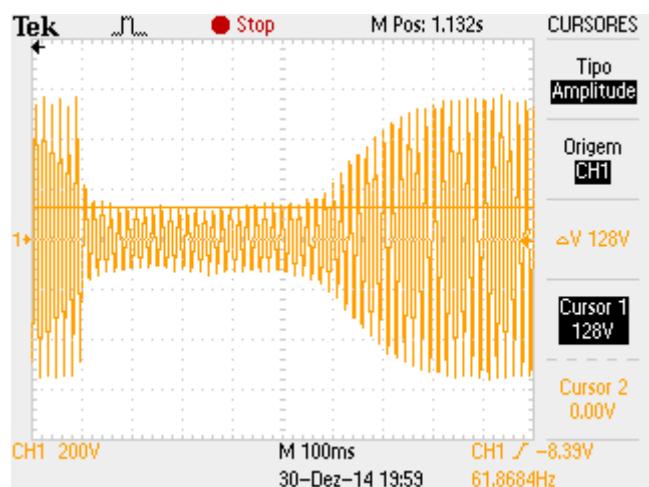
4.4 TESTE DO REGULADOR DE TENSÃO PROJETADO, COM A PARTIDA DIRETA DO MOTOR DE INDUÇÃO

O regulador de tensão projetado foi utilizado com o objetivo de manter a tensão de linha terminal do gerador síncrono próxima de 380 V em regime permanente e recuperando-a para seu valor nominal durante algum transitório.

O seu desempenho foi testado ao limite máximo com a partida direta do motor de indução de 2 cv (utilizado no item 5.4), sendo a potência do gerador síncrono de 2 kVA, neste caso a corrente de excitação assume seu valor limite de 0,6 A. Abaixo a Figura 4.10 (a) apresenta a imagem da tensão de linha registrada no osciloscópio durante a partida do motor de indução com o tempo de permanência e (b) o valor da tensão.



(a)



(b)

Figura 4.10 – Afundamento para a tensão de linha nos terminais do gerador síncrono, devido a partida direta de um motor de indução de 2 cv.

4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente capítulo apresentou as definições de termos e características do regulador de tensão baseado na excitação estática. Também mostrou de forma explicativa todo o princípio de funcionamento do regulador implementado na prática, enfatizando os blocos representativos do sistema de controle de excitação.

O capítulo seguinte apresentará todos os ensaios realizados e as considerações realizadas na obtenção dos parâmetros elétricos e mecânicos do gerador síncrono e do motor de indução. Estes dados são essenciais para que seja possível realizar as simulações computacionais do Capítulo VI.

CAPÍTULO V

ENSAIOS EXPERIMENTAIS

5.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta os ensaios experimentais que foram realizados no laboratório, baseando-se nas teorias dos Capítulo II.

Estes ensaios tem o objetivo de obter alguns dos parâmetros elétricos do gerador síncrono e do motor de indução, para estes serem utilizados nas simulações computacionais do Capítulo VI.

5.2 ENSAIOS PARA DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DO GERADOR SÍNCRONO

O gerador síncrono utilizado no laboratório é da marca ANEL S.A. Assim, dentre os ensaios para determinação dos parâmetros elétricos do gerador síncrono, tem-se:

- O levantamento da curva característica de circuito a vazio e curto circuito, com a finalidade de encontrar os valores da reatância síncrona de eixo direto não saturada (X_{dns}) ou apenas (X_d), da reatância síncrona de eixo direto saturada (X_{ds}) e da relação de curto circuito (RCC).
- O ensaio de baixo escorregamento com o objetivo de determinar as reatâncias não saturadas de eixo direto (X_d) e de eixo em quadratura (X_q).
- O ensaio para levantar a característica de saturação em carga sob fator de potência indutivo nulo ou também chamado de curva Ωv que é utilizado para a determinação experimental da reatância de dispersão e da reatância de Potier.
- O ensaio para a determinação da constante de inércia do conjunto motor-gerador (gerador síncrono acoplado ao eixo do motor de corrente contínua).
- A determinação da resistência do estator do gerador síncrono foi feito por medição com um multímetro digital.

A Tabela 5.1, apresenta as características informadas pelos dados de placa desta máquina.

Tabela 5.1: Dados de placa do gerador síncrono ensaiado.

GERADOR SÍNCRONO TRIFÁSICO (DADOS DE PLACA)		
FABRICANTE ANEL S.A.		
TIPO – GT2 – 6A - B3/4		Nº 10956
TENSÕES DE LIGAÇÃO (V)		CORRENTE NOMINAL (A)
230/133 – YY/ΔΔ		5/8,8
460/266 – Y/Δ		2,4/4,4
2 kVA	Fp: 0,8	60 Hz
CORRENTE DE CAMPO MÁXIMA (A)		ISOLAÇÃO: A
0,6		Δ T°C: 50
CORRENTE DE CAMPO MÁXIMA (A)		REGIME: CONTÍNUO
0,6		1969
MANCAL: 6305		1206 K

5.2.1 ENSAIO DE LEVANTAMENTO DA CARACTERÍSTICAS DE CIRCUITO A VAZIO E DE CURTO CIRCUITO

Inicialmente para a realização dos ensaios os terminais do gerador síncrono foram ligado em dupla estrela, obtendo a tensão de linha de 230 V. A Figura 5.1, mostra a configuração desta ligação.

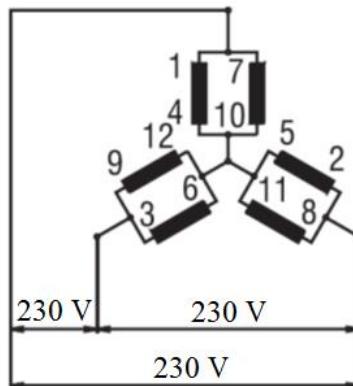


Figura 5.1 - Ligação em dupla estrela.

Para obter os valores da reatância síncrona de eixo direto não saturada (X_d), da reatância síncrona de eixo direto saturada (X_{ds}) e da relação de curto circuito (RCC),

levantou-se as curvas de circuito aberto e curto circuito conforme a teoria exposta no Capítulo II, a Tabela 5.2 apresenta os valores para este ensaio.

Tabela 5.2: A tabela a esquerda contém os valores da curva de circuito a vazio, e a tabela da direita contém os valores da curva de curto circuito.

VLinha (V)	Vfase (V)	If (mA)	Iacc (A)	If (mA)
14,9	8,6	0	0	0
43	24,826	20	0,71	20
73	42,146	40	1,07	40
109	62,93	80	1,72	80
140	80,829	120	2,45	120
166	95,84	160	3,11	160
190	109,696	200	3,86	200
221	127,594	260	4,85	260
230	132,79	280	5,02	270
238	137,409	300	5,50	300
255	147,224	340	6,04	330
263	151,843	370		
276	159,348	410		
289	166,854	460		
300	173,2	510		
311	179,556	570		

A curva de circuito a vazio foi levantada a partir dos valores da tensão de fase do estator do gerador síncrono em função da corrente de excitação, conforme a tabela. E a curva de curto circuito foi levantada a partir dos valores da corrente de armadura em função da corrente de excitação, estes valores estão na tabela. De posse dos valores da Tabela 5.2, levanta-se as curvas das características de circuito a vazio e de curto circuito, conforme a Figura 5.2 e a Figura 5.3.

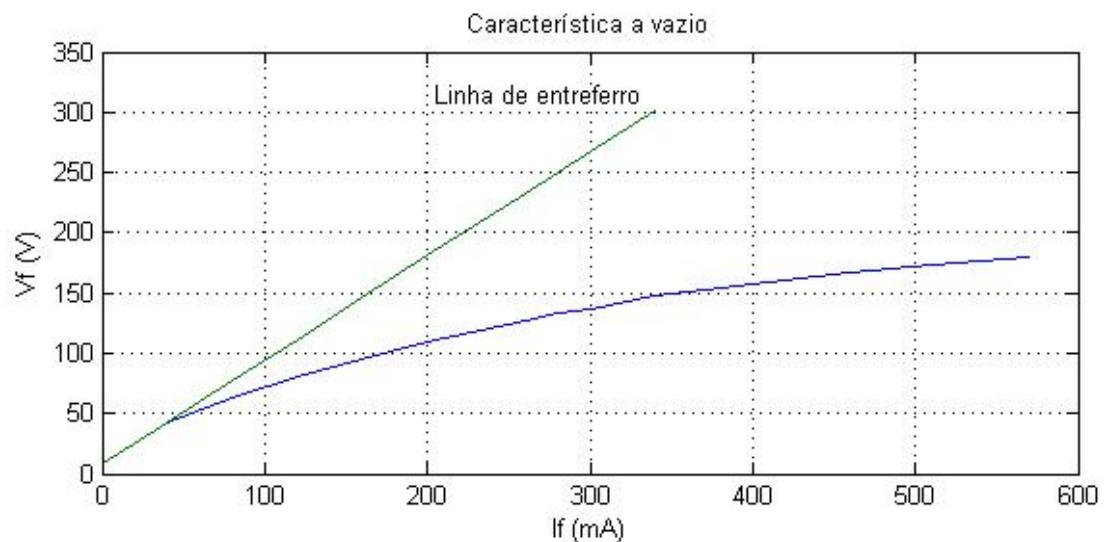


Figura 5.2 - Curva de característica a vazio.

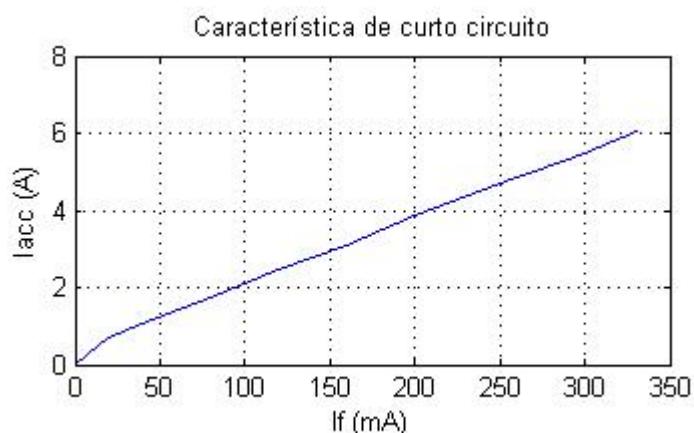


Figura 5.3 - Curva de característica de curto circuito.

Pelo gráfico da curva características de circuito a vazio e encontrando a equação da reta da linha de entreferro que tangencia os pontos (0,02;24,826) e (0,04;42,146) tem-se:

$$y = 866x + 7,506$$

Substituindo na equação o valor de corrente de excitação de 300 [mA], encontra-se a tensão de 267,5 [V] na linha de entreferro. No gráfico da curva de característica de curto circuito com este mesmo valor de corrente de excitação de 300 [mA], encontra-se a corrente de armadura de 5,5 [A]. Assim, a reatância síncrona de eixo direto não saturada (X_d) é dada por:

$$X_d = \frac{267,5}{5,5} \cong 49 [\Omega]$$

Pelos gráficos das curvas das características de circuito a vazio e de curto circuito, entrando com o valor de corrente de excitação de 300 [mA], encontra-se uma tensão de 137,409 [V] na curva a vazio e uma corrente de armadura de 5,5 [A]. Assim, calcula-se o valor da reatância síncrona de eixo direto saturada (X_{ds}), dada por:

$$X_{ds} = \frac{137,409}{5,5} \cong 25 [\Omega]$$

A reatância síncrona de eixo direto saturada (X_{ds}) pode ser encontrada também em pu pelo inverso da relação de curto circuito (RCC), que é definida como sendo a razão entre a corrente de campo necessária para se gerar a tensão nominal a vazio e a corrente de campo necessária para se gerar a corrente de armadura nominal em curto-círcuito. Pelos gráficos das curvas das características de circuito a vazio e de curto circuito, tem-se que a corrente de campo de 280 [mA] gera a tensão nominal de fases de 132,790 [V] e a corrente de campo de 270 [mA] gera a corrente nominal de 5,02 [A] na armadura. Assim a relação de curto circuito é dada por:

$$RCC = \frac{280}{270} \cong 1,04$$

Considerando a tensão base como sendo 230 [V] e a potência base como sendo a potência nominal do gerador síncrono 2 [kVA], a reatância base (X_{base}) é dada por:

$$X_{base} = \frac{V_{base}^2}{S_{base}} = \frac{230^2}{2000} \cong 26,45 [\Omega]$$

Como o inverso da relação de curto circuito é o valor da reatância síncrona de eixo direto saturada (X_{ds}) em pu. Este valor pode ser confirmado quando ele é multiplicado pela reatância base, onde se tem o valor da síncrona de eixo direto saturada (X_{ds}) novamente em [Ω /fase], como sendo:

$$X_{ds} = \frac{X_{base}}{RCC} = 25,43 [\Omega]$$

5.2.2 ENSAIO DE BAIXO ESCORREGAMENTO

Este ensaio tem o objetivo de determinar as reatâncias síncronas de eixo direto (X_d) e de eixo em quadratura (X_q). Ele foi feito conforme a teoria exposta no Capítulo II, a velocidade de acionamento do gerador síncrono foi de 1782 rpm e tensão aplicada no estator foi próxima de 30 [V] rms. Assim, os gráficos de tensão e corrente de armadura registrados no osciloscópio são apresentados na Figura 5.4.

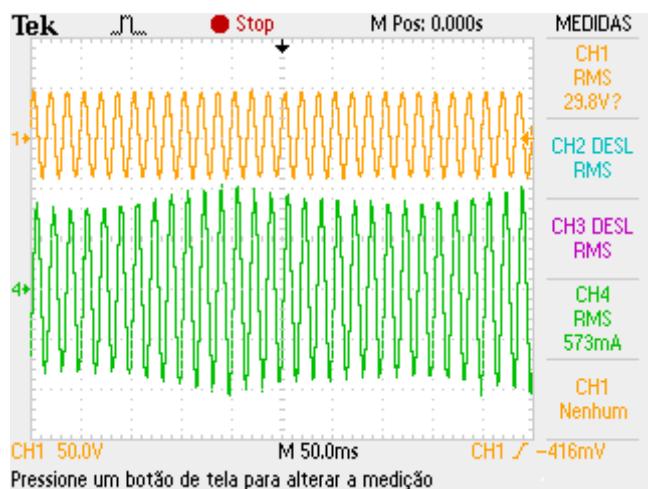


Figura 5.4 - Ensaio de baixo escorregamento registrado pelo osciloscópio.

Os dados deste ensaio registrados pelo osciloscópio foram salvos em arquivo csv. Com estes dados foram feitas plotagens gráficas para ter uma melhor visão dos valores da

variáveis de tensão e corrente e para poder determinar as reatâncias síncronas de eixo direto e de quadratura. A Figura 5.5 apresenta estas plotagens gráficas respectivamente.

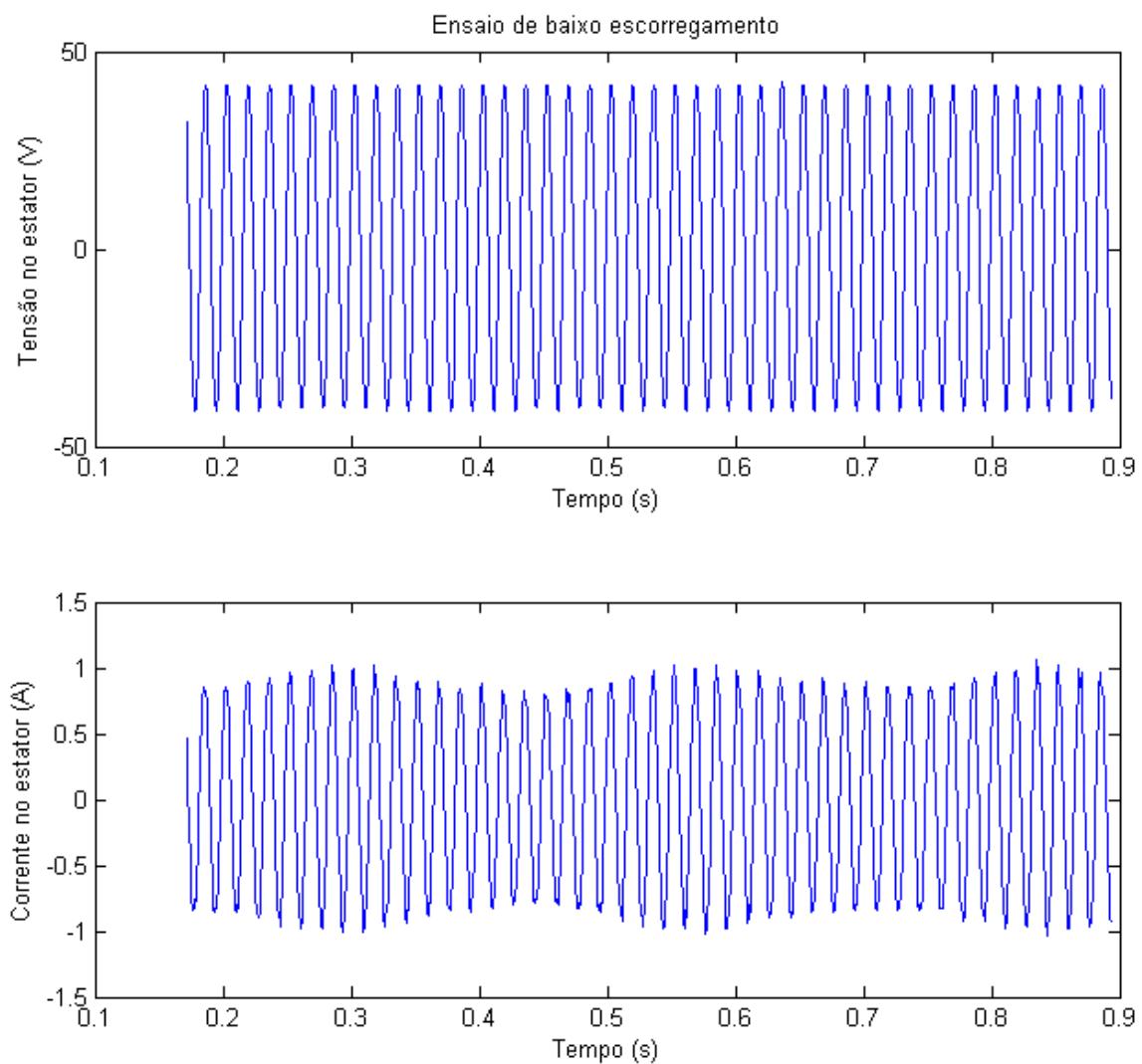


Figura 5.5 - Plotagem gráficas da tensão e corrente do ensaio de baixo escorregamento.

Foi dado um zoom nas Figura 5.5, nos trechos de tempo de 0.4 a 0.5 [s] para se ter os valores de máximo de tensão de 41.6 [V] e mínimo de corrente de 0.8 [A], e nos trechos de 0.8 a 0.9 [s] para se ter os valores de mínimo de tensão de 40 [V] e máximo de corrente de 1.06 [A], conforme a Figuras 5.6, logo abaixo.

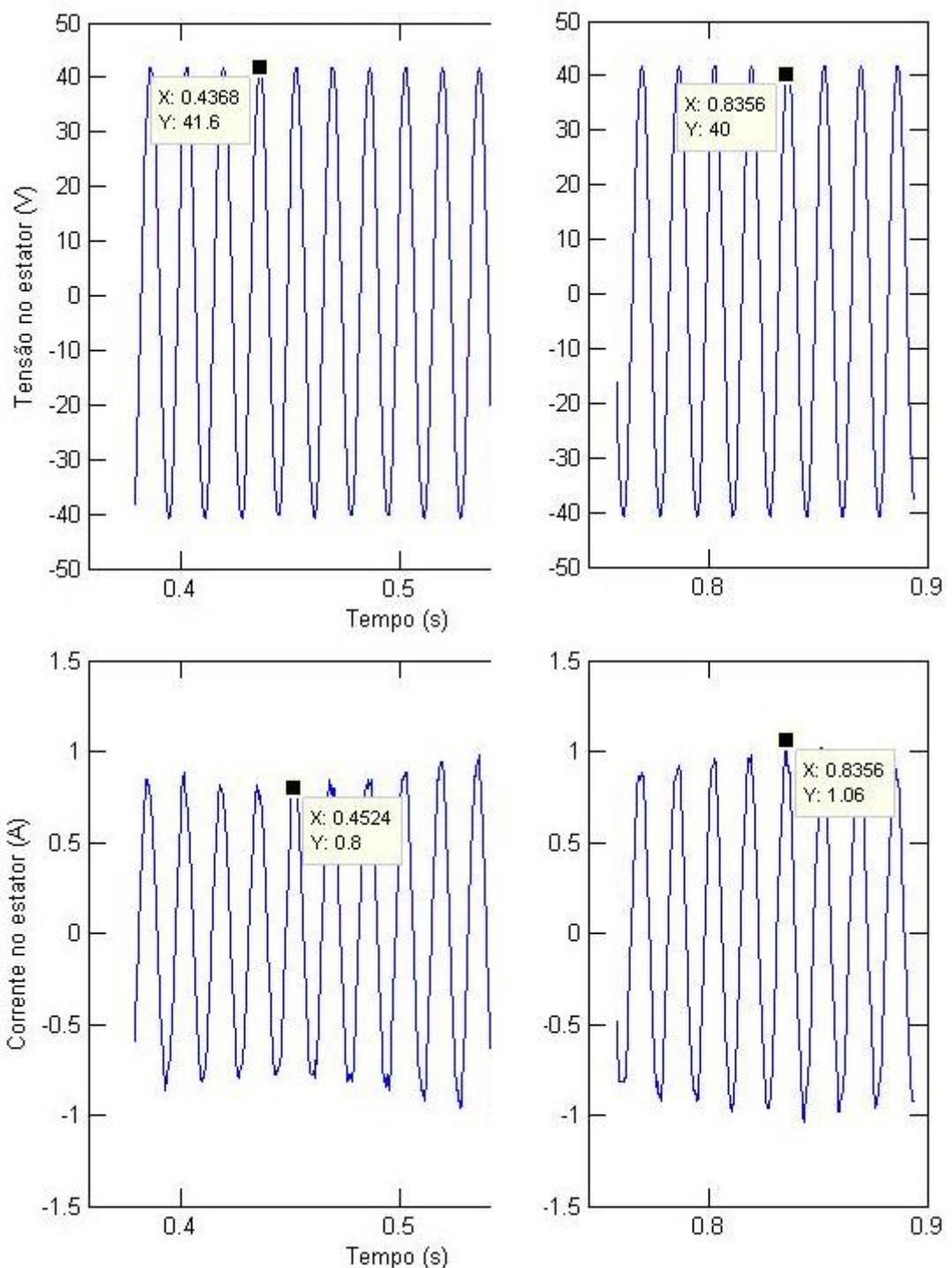


Figura 5.6 - Zoom nos gráficos de tensão e corrente. Os gráficos a esquerda representam os valores máximo de tensão para o mínimo de corrente, e os gráficos a direita representam o mínimo de tensão para o máximo de corrente.

Assim, a reatância síncrona de eixo direto é dada por:

$$X_d = \frac{U_{max}}{I_{min}} = \frac{41,6}{0,8} = 52 \text{ } [\Omega]$$

E a reatância síncrona de eixo em quadratura é dada por:

$$X_q = \frac{U_{min}}{I_{max}} = \frac{40}{1,06} \cong 38 \text{ } [\Omega]$$

5.2.3 ENSAIO PARA A DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DA CURVA ΩV

Conforme a teoria exposta no Capítulo II, este ensaio permite a determinação da reatância de Potier (X_p) e a reatância de dispersão (X_l). Para este ensaio foi utilizado um motor de indução a vazio para representar uma carga de fator de potência altamente indutivo. Pelas curvas das características de circuito a vazio e de curto circuito e com os dados coletados para este motor de indução operando como carga do gerador síncrono tem-se a Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Valores medidos para o ensaio de determinação experimental da curva ΩV .

VLinha (V)	Vfase (V)	If (mA)	Ia (A)
208	120	520	4,04

Inicialmente marca-se o ponto R de coordenadas (520 mA; 120 V) no gráfico, como estes valores correspondem a uma corrente de armadura de 4,04 A na realização do ensaio, este valor é levado até a curva de característica de curto circuito e encontra uma excitação de 211 mA, de posse destas coordenadas tem-se o ponto (211 mA; 4,04 A), marcando o ponto inicial Ω . Pelo ponto R traça a reta paralela ao eixo das abscissas e sobre esta reta marcar o ponto S tal que $\overline{RS} = \overline{\Omega 0}$.

Pelo ponto S, traça a reta paralela a linha de entreferro, definindo o ponto P sobre a curva de característica a vazio. Pelo ponto P, traça uma reta perpendicular a SR, obtendo-

se o ponto Q. Assim o triângulo de Potier (PQR) está definido. Para determinarmos os demais pontos da curva Ω_v , basta deslocá-lo, sem alterar as direções de seus lados, e manter o vértice P sobre a curva de característica a vazio. Nesse deslocamento, seu vértice R descreverá a curva Ω_v desejada. A Figura 5.7 apresenta o triângulo de Potier e a curva Ω_v .

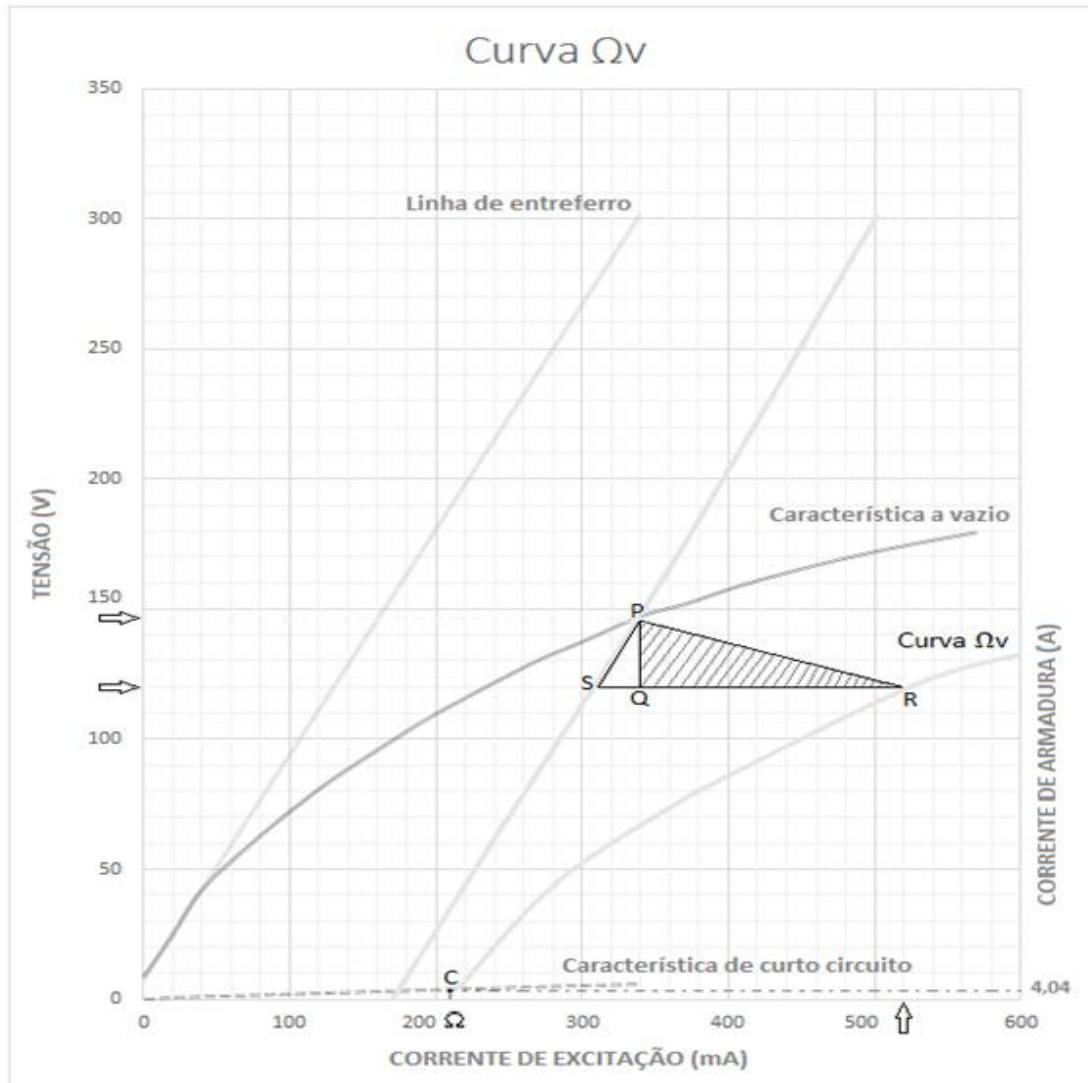


Figura 5.7 - Triângulo de Potier e a curva Ω_v .

Tendo o comprimento do segmento \overline{PQ} e a corrente I_a , a reatância de Potier é dada por:

$$X_P = \frac{\overline{PQ}}{I_a} = \frac{148 - 120}{4,04} = 6,93 \text{ } [\Omega]$$

A reatância de dispersão X_l para geradores síncronos de polos salientes pode chegar a uma diferença de até 20% da reatância de Potier para menos, assim a reatância de dispersão pode ser dada por:

$$X_l = 0,8 X_{Potier} = 5,54 [\Omega]$$

Adotando $X'_d = 0,2 X_d$, a reatância de dispersão pode ser mais precisamente dada por:

$$X_l = \frac{X_P - 0,63X'_d}{0,37} = \frac{6,93 - 0,63(0,2 \times 49)}{0,37} \cong 2,04 [\Omega]$$

Como os valores por unidade, representativos para as reatâncias de dispersão de máquinas síncronas, podem ser aproximadamente assumidos entre 0,10 e 0,20 pu, estes valores correspondem em pu a:

$$X_{l(pu)} = \frac{X_l}{X_{base}} = \frac{5,54}{26,45} \cong 0,21 pu$$

$$X_{l(pu)} = \frac{X_l}{X_{base}} = \frac{2,08}{26,45} \cong 0,077 pu$$

5.2.4 MEDIÇÃO DA RESISTÊNCIA DO ESTATOR DO GERADOR SÍNCRONO

Devido a ligação do estator do gerador síncrono ser em dupla estrela nos ensaios, foi feita a medição da resistência a frio (com o estator na temperatura ambiente) através de um multímetro digital e este valor foi corrigido para a temperatura de 70 °C. A resistência foi medida entre os pontos 1 e 4, 9 e 12, 2 e 5 da Figura 5.1. Todas as medições de resistências tiveram o valor de 1,3 Ω. Este valor quando corrigido para a temperatura de 70 °C se torna:

$$R_2 = R_1 \times \frac{(t_2 + 234,5)}{(t_1 + 234,5)} = 1,3 \times \frac{(70 + 234,5)}{(25 + 234,5)} \cong 1,5 [\Omega]$$

5.2.5 DETERMINAÇÃO DA CONSTANTE DE INÉRCIA DO CONJUNTO GERADOR SÍNCRONO-MÁQUINA PRIMÁRIA

5.2.5.1 Cálculo aproximado do coeficiente de atrito

Acionando o gerador síncrono a vazio, através do motor de corrente contínua e com velocidade constante, mediu-se a potência elétrica absorvida, a tensão e as corrente de entrada e de armadura, juntando com os dados já medidos da resistência do campo shunt e a resistência do conjunto armadura mais das escovas, pode-se levantar a Tabela 5.4 de dados da motor de corrente contínua.

Tabela 5.4: Dados do motor de corrente contínua no ensaio.

Pele (W)	Vt (V)	IL (A)	IA (A)	RF (Ω)	RA (Ω)	N (rpm)
387	180	2,15	1,3	202	0,7	1805

Desta forma determina-se I_F :

$$I_F = I_L - I_A = 2,15 - 1,3 = 0,85 [A]$$

A velocidade do motor de corrente contínua é dada por:

$$\Omega = \frac{2\pi}{60} \times 1805 = 189 \left[\frac{rad}{s} \right]$$

Assim a potência mecânica fica dada pela equação (2.36).

$$P_{mec} \cong 387 - 0,7 \times 1,3^2 - 202 \times 0,85^2$$

$$P_{mec} \cong 240 [W]$$

Da equação (2.38), o coeficiente de atrito é calculado por:

$$\sigma = \frac{240}{189^2} \cong 0,00672 [N \cdot m \cdot s/rad]$$

5.2.5.2 Cálculo do momento de inércia

Com o conjunto motor-gerador na velocidade de 1805 rpm, desligou-se o motor de corrente contínua e mediu-se a constante de tempo das massas girantes, que é igual ao intervalo de tempo para o qual a velocidade do motor decresce para 37 % do valor inicial, e o tempo final, onde o motor parou girar que foi 17,5 s, com este valores levanta-se a Tabela 5.5.

Tabela 5.5: Velocidade e tempo de desaceleração.

Velocidade (rad/s)	Tempo (s)
189	0
69,53	7,35
0	17,5

Pela Tabela tem -se o valor da constante de tempo das massas girantes $T_j = 7,35$ s e a velocidade inicial $\Omega_0 = 189$ rad/s, substituindo estes valores na Equação (2.40), plota a curva de desaceleração do conjunto motor-gerador para o tempo de 25 s, que é apresentado na Figura 5.8.

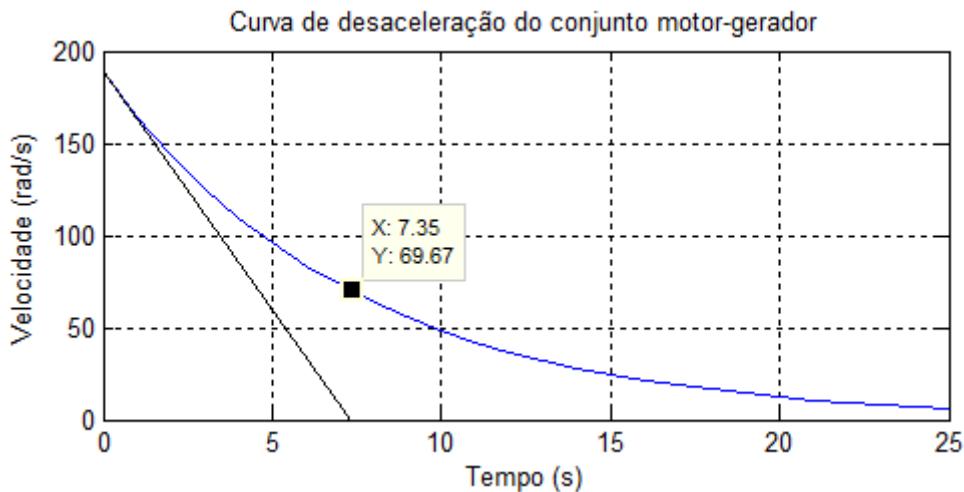


Figura 5.8 - Curva de desaceleração do conjunto motor-gerador utilizado.

Nota-se na Figura 5.8 que a velocidade não vai a zero no tempo e 17,5 s devido a equação não mostrar a variação do coeficiente de atrito σ , que aumenta com a queda de velocidade, levando mais rapidamente a velocidade a zero.

Com os valores de T_j e σ calcula-se o momento de inércia do conjunto motor-gerador:

$$J = 0,00672 \times 7,35 \cong 0,0494 \text{ [kg.m}^2\text{]}$$

5.2.5.3 Cálculo da constante de inércia

Substituindo os valores de J , w_s e a potência trifásica S_{tri} na Equação (2.52), a constante de inercia do conjunto motor-gerador será de:

$$H = \frac{\frac{1}{2} \times 0,0494 \times 188,5^2}{2000} \cong 0,438 \frac{[MJ]}{[MVA]}$$

5.3 VALORES DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS E MECÂNICOS DO GERADOR SÍNCRONO

Os valores dos parâmetros elétricos e mecânicos obtido através dos ensaios realizados, foram colocados na Tabela 5.6. E na Tabela 5.7 os valores dos parâmetros elétricos de regime transitório e subtransitório estimados, considerando o valor X_d , obtido no ensaio de características de circuito a vazio e de curto circuito. Este valores serão utilizados na entrada de dados do gerador síncrono utilizado nas simulações computacionais.

Na simulação computacional e nos testes práticos o gerador síncrono é ligado na configuração estrela série, para poder alimentar o motor de indução que possui a tensão nominal de 380 V, este valor será mantido nos terminais do gerador síncrono através da atuação do regulador de tensão. A Figura 5.9 mostra o esquema desta ligação.

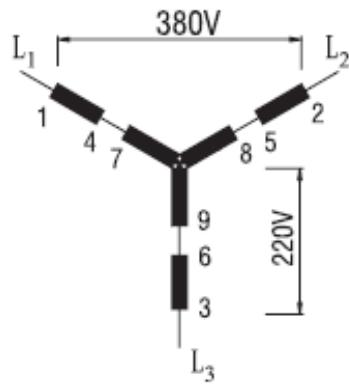


Figura 5.9 - Ligação estrela série, 380 V pela ação do regulador de tensão.

Tabela 5.6: Valores dos parâmetros elétricos e mecânicos do gerador síncrono, obtido através dos ensaios.

Tipo de ensaio	Parâmetros - Valores	Valores em pu
Características de circuito a vazio e de curto circuito	$X_d = 49 [\Omega]$	$X_d = 1,85$
	$X_{ds} = 25 [\Omega]$	$X_{ds} = 0,945$
Ensaio de baixo escorregamento	$X_d = 52 [\Omega]$	$X_d = 1,966$
	$X_q = 38 [\Omega]$	$X_q = 1,436$
Ensaio para a determinação experimental da curva Ωv	$X_P = 6,93 [\Omega]$	$X_P = 0,262$
	$X_l = 5,54 [\Omega]$	$X_l = 0,21$
	$X_l = 2,04 [\Omega]$	$X_l = 0,077$
Medição da resistência do estator do gerador síncrono	$R = 1,5 [\Omega]$	$R = 0,0567$
Determinação da constante de inércia do conjunto gerador síncrono-máquina primária	$J = 0,0494 [\text{kg} \cdot \text{m}^2]$	
	$H = 0,438 [\text{s}]$	

Tabela 5.7: Valores dos parâmetros elétricos de regime transitório e subtransitório estimados, considerando $X_d = 1,85$ pu.

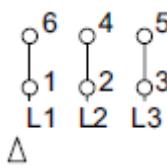
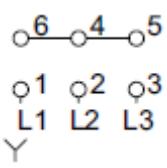
Parâmetro	X'_d (pu)	X''_d (pu)	X''_q (pu)	T'_d (s)	T''_d (s)	T''_q (s)
Valor adotado	$0,20 X_d$	$0,12 X_d$	$0,9 X''_d$	2,4	0,02	0,02
Valor Final	0,37	0,22	0,2	2,4	0,02	0,02

5.4 ENSAIOS PARA DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DO MOTOR DE INDUÇÃO

5.4.1 ENSAIO A VAZIO

O motor utilizado foi um motor da marca WEG, a Tabela 5.8, abaixo mostra os dados de placa deste motor.

Tabela 5.8: Dados de placa do motor de indução ensaiado.

MOTOR ASSÍNCRONO TRIFÁSICO (DADOS DE PLACA)		
FABRICANTE WEG		
~ 3 90S	kW(HP-cv): 1,5 (2,0)	MOTOR DE INDUÇÃO - GAIOLA
V: 220/380		A : 6,9/3,99
RPM: 1720	Hz: 60	FS: 1,15
REND(%): 77,6	ISOL: B Δt k	IP/IN : 6,8
CATEGORIA: N		FP: 0,78
IP 55		
220 V		380 V
		
REG : S1		
		

No ensaio a vazio do motor de indução trifásico, utilizou um osciloscópio digital Tektronix TPS2024B, para registar o valores presentes na Tabela 5.9. O motor foi ligado em estrela, na tensão de 380 V.

Tabela 5.9: Medidas do ensaio a vazio.

Fases	Corrente (A)	Tensão de fase (V)	Potência Ativa (W)	Potência Reativa (VAr)
A	2,43	224	137	525
B	2,41	223	131	518
C	2,38	223	131	522
	Imédio = 2,4	Vmédio = 223,3	Ptrifásica = 399	Qtrifásica = 1565

A Resistência média por fase, medida com a máquina a temperatura ambiente e com a máquina aquecida pelo ensaio de rotor bloqueado e dado na Tabela 5.10.

Tabela 5.10: Valores de resistência medidos.

Rcc (temperatura ambiente)	Rcc (com a máquina aquecida)
3,5 Ω	4,05 Ω

De posse destas medidas e ignorando as perdas do núcleo, e atribuindo todas as perdas a vazio ao atrito e à ventilação, pela Equação (2.77) calcula-se as perdas rotacionais (FITZGERALD, 2006):

$$P_{rot} = 399 - 3 \times 4,05 \times (2,4)^2 = 329 \text{ W}$$

A potência reativa a vazio (Q_{vz}) pode ser calculada por:

$$Q_{vz} = \sqrt{(3 \times 223,3 \times 2,4)^2 - 339^2} = 1557,5 \text{ VAr}$$

Assim a Equação (2.80), fornece a reatância a vazio (X_{vz}), sendo:

$$X_{vz} = \frac{1557,5}{3 \times 2,4^2} \cong 90,0 \text{ Ω}$$

5.4.2 ENSAIO DE ROTOR BLOQUEADO

No ensaio de rotor bloqueado utilizou o mesmo osciloscópio empregado no ensaio a vazio, para a medida das variáveis do ensaio. O motor de indução também foi ligado em estrela, o seu eixo foi bloqueado e ajustando gradualmente o valor da tensão até a corrente chegar em seu valor nominal, obteve-se os valores presentes na Tabela 5.11.

Tabela 5.11: Medidas do ensaio de rotor bloqueado.

Fases	Corrente (A)	Tensão de fase (V)	Potência Ativa (W)	Potência Reativa (VAr)
A	3,97	38,5	124	89,1
B	3,90	39,1	125	92,1
C	4,07	41,0	135	96,3
	Imédio = 3,98	Vmédio = 39,53	Ptrifásica = 384	Qtrifásica = 277,5

De posse das medidas obtidas do ensaio de rotor bloqueado, e aplicando a Equação (2.81), obtém-se o valor da potência reativa de rotor bloqueado.

$$Q_{bl} = \sqrt{(3 \times 39,53 \times 3,98)^2 - 384^2} \cong 275 \text{ VAr}$$

A reatância de rotor bloqueado (X_{bl}), para a frequência nominal pode ser calculada pela Equação (2.82).

$$X_{bl} = \left(\frac{f}{f_{bl}} \right) \left(\frac{Q_{bl}}{3I_{bl}^2} \right) = (1) \left(\frac{275,5}{3 \times 3,98^2} \right) \cong 5,8 \Omega$$

Segundo a norma ABNT NBR 5383-1, cujos valores de k estão na Tabela 2.5, um motor de indução trifásico de categoria N tem o valor de $k = 0,68$. Logo:

$$X_1 = 0,68X_2$$

De acordo com (FITZGERALD, 2006), a reatância de dispersão do rotor (X_2) é dada por:

$$X_2 = (X_{bl} - X_1) \left(\frac{X_{vz} - X_1}{X_{vz} - X_{bl}} \right)$$

Substituindo $X_1 = 0,68X_2$ na Equação (2.84) acima, temos:

$$0,68^2 X_2^2 + (X_{bl}(1 - 0,68) - X_{vz}(1 + 0,68))X_2 + X_{vz}X_{bl} = 0$$

Substituindo os valores de a reatância a vazio (X_{vz}) e da reatância de rotor bloqueado (X_{bl}) na equação acima chega-se a:

$$0,4624 X_2^2 + (5,8(1 - 0,68) - 90(1 + 0,68))X_2 + 522 = 0$$

$$0,4624 X_2^2 + (5,8(1 - 0,68) - 90(1 + 0,68))X_2 + 522 = 0$$

$$0,4624 X_2^2 - 149,344 X_2 + 522 = 0$$

Resolvendo a equação obtém-se o valor de $X_2 = 3,53 \Omega$, portanto $X_1 = 2,4 \Omega$. Como:

$$X_{vz} = X_1 + X_m$$

$$X_m = X_{vz} - X_1 = 87,6 \Omega$$

E a resistência de rotor bloqueado (R_{bl}) e a resistência do rotor (R_2), são respectivamente dadas pelas equações abaixo:

$$R_{bl} = \frac{P_{bl}}{3I_{bl}^2} = \left(\frac{384}{3 \times 3,98^2} \right) \cong 8,1 \Omega$$

$$R_2 = (R_{bl} - R_1) \left(\frac{X_2 + X_m}{X_m} \right)^2 = (8,1 - 4,05) \left(\frac{3,53 + 87,6}{87,6} \right)^2 = 4,38 \Omega$$

5.4.3 CIRCUITO EQUIVALENTE

De posse de todos os parâmetros elétricos, obtém-se o circuito equivalente para o motor de indução, conforme o mostra a Figura 5.10. Estes parâmetros serão os dados de entrada do motor utilizado nas simulações computacionais.

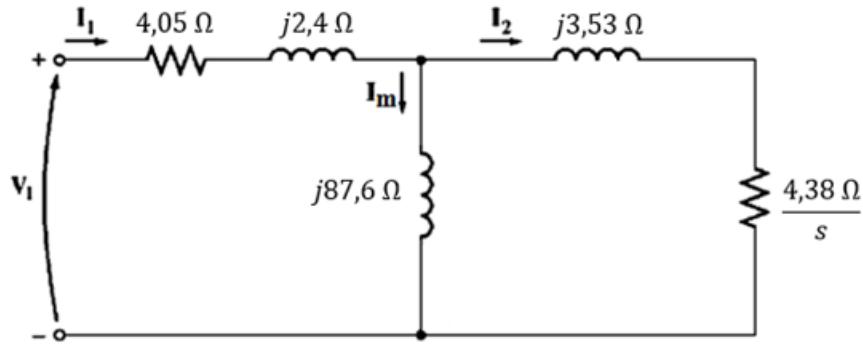


Figura 5.10 - Circuito equivalente monofásico do motor de indução ensaiado.

Observando-se com mais critério os valores dos parâmetros do circuito equivalente, nota-se que para a condição em rotor bloqueado, ou seja, $s = 1$, a sua parcela resistiva é maior que a reativa indutiva. Tal fato acontece em motores pequenos notado até uns 5 cv, que é o caso deste trabalho. Isto dá uma falsa idéia de que na partida do motor não existe uma grande demanda de potência reativa, comparada com a resistiva. Porém há de se notar que ao circuito equivalente é valido para a condição de regime permanente, e a condição de partida não satisfaz este regime. No capítulo 6, item 6.2.1, onde é analisado a partida direta do motor de indução, especificamente em 6.2.1.1 faz-se uma análise de potência utilizando-se os resultados obtidos na simulação computacional da partida do motor. Esta análise mostra o comportamento predominantemente reativo indutivo durante o início da partida.

5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo abordou os ensaios que permitiram encontrar os parâmetros elétricos e mecânicos para o gerador síncrono e o motor de indução. Sendo as duas máquinas principais utilizadas na realização das simulações computacionais e dos testes experimentais, que serão apresentados no capítulo seguinte.

CAPÍTULO VI

SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS E TESTES EXPERIMENTAIS

6.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta as simulações computacionais e os testes experimentais. A fim de confrontar os valores alcançados, podendo assim validar a proposta do trabalho.

As simulações computacionais foram realizadas no programa MATLAB/SIMULINK. Foram feitas duas simulações, onde um gerador síncrono de 2 kVA, alimenta um motor de indução de 2cv. A primeira contempla a partida direta do motor e a segunda a partida do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores. Em ambos os casos algumas variáveis são comparadas, dentre elas a tensão terminal de linha do gerador síncrono, com o intuito de presenciar a redução no período de permanência e na amplitude do afundamento de tensão.

Os testes experimentais realizados no laboratório, basearam-se nos resultados computacionais. As simulações computacionais foram determinantes para a escolha dos bancos de capacitores utilizado na prática e nos ajustes do tempo de permanência deles no momento da partida do motor de indução. Em conformidade com as simulações, foram realizados os testes partida direta do motor e também a partida do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores. Para ambos os casos, a tensão do barramento foi registrada em um osciloscópio, para poder ser comparada com os valores das simulações computacionais.

6.2 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

As simulações computacionais foram realizadas no programa MATLAB/SIMULINK, com os modelos de máquinas e elementos da biblioteca do SimpowerSystems.

6.2.1 PARTIDA DIRETA DO MOTOR DE INDUÇÃO

Na Figura 6.1, tem-se o esquema do circuito utilizado na partida direta do motor de indução. Este circuito é composto pelo gerador síncrono de 2 kVA, alimentando uma carga trifásica de 180 W e o motor de indução de 2 cv, a Figura 6.2, mostra os parâmetros elétricos e mecânicos destas máquinas, estimados pelos ensaios realizados.

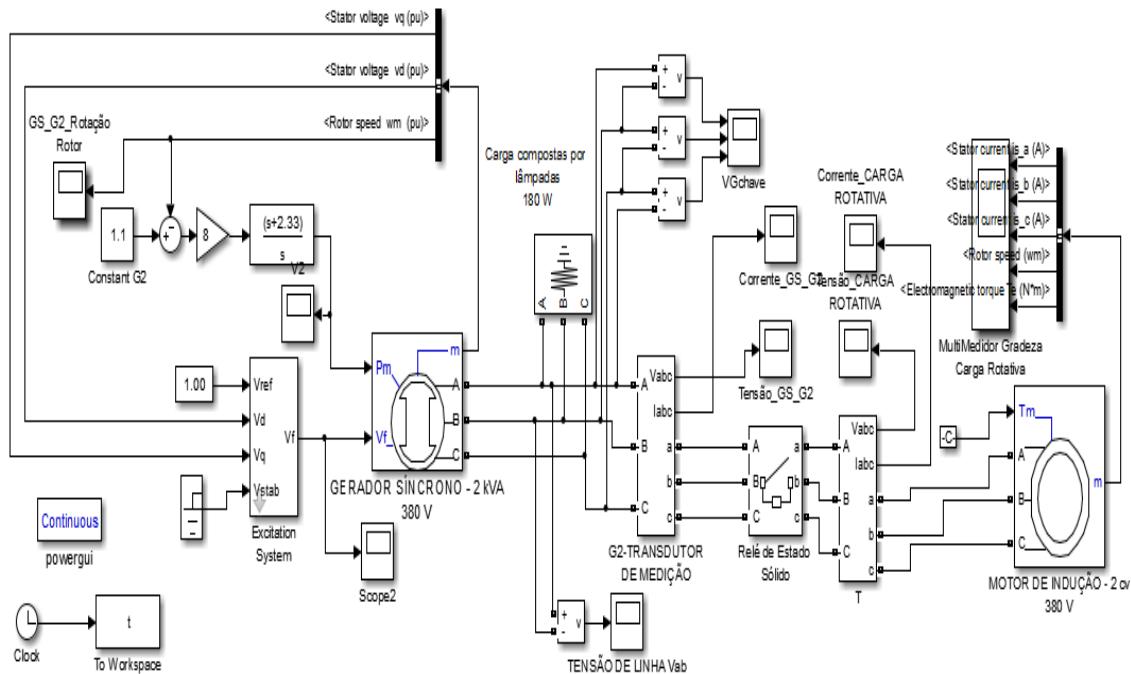
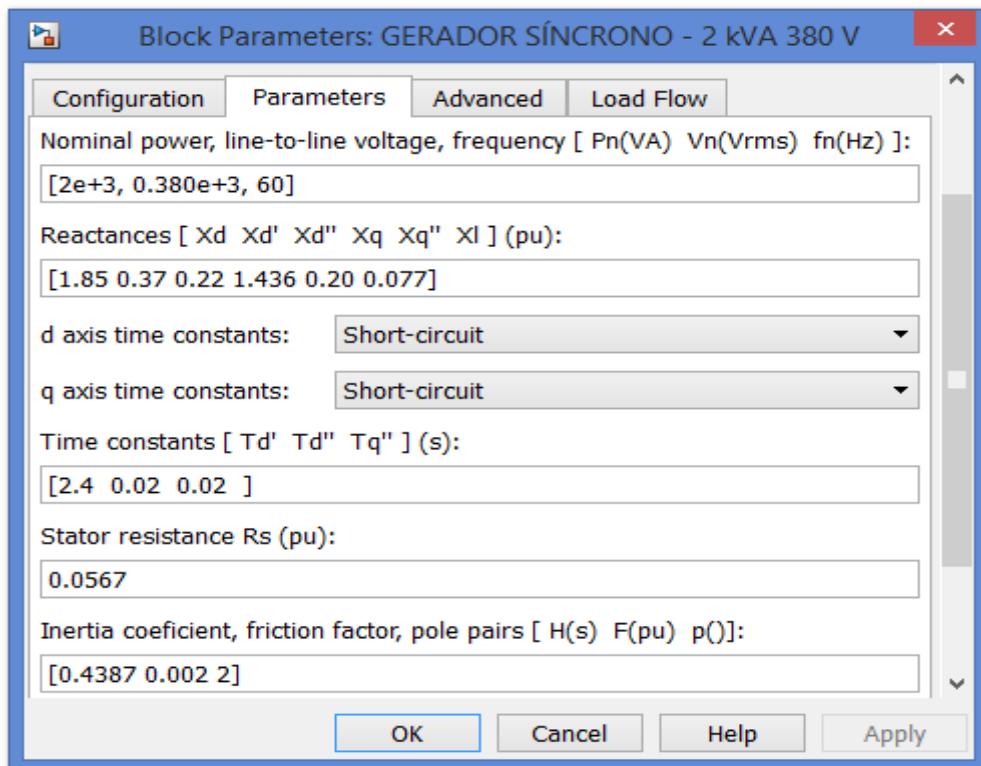
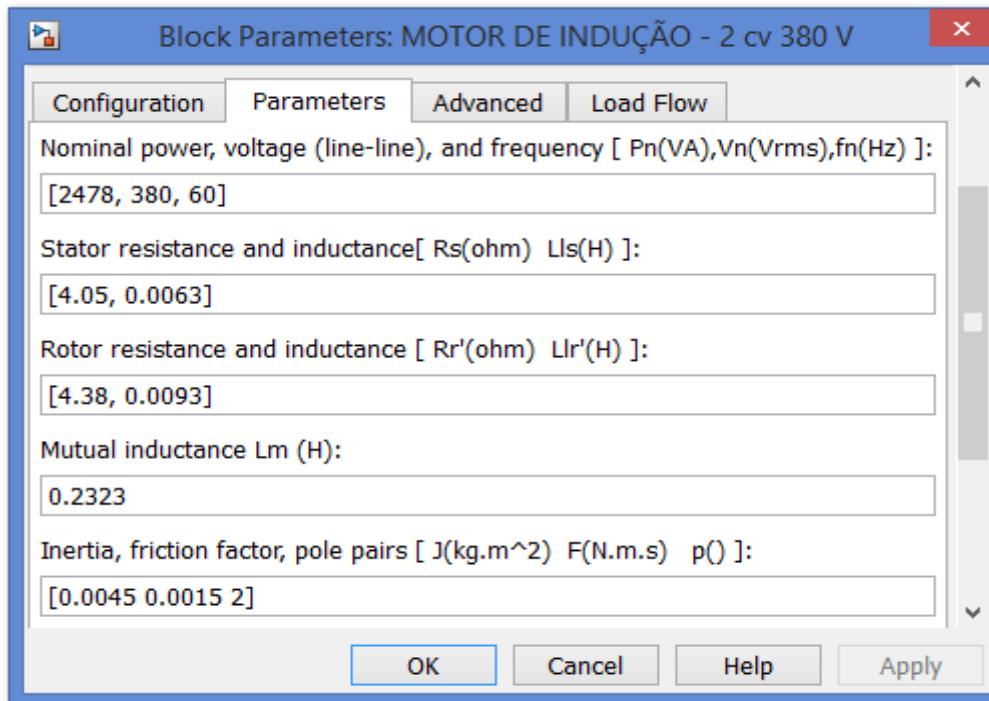


Figura 6.1 - Circuito utilizado na partida direta do motor de indução.



(a)



(b)

Figura 6.2 – (a) Parâmetros elétricos e mecânicos do gerador síncrono; (b) Parâmetros elétricos e mecânicos do motor de indução.

Na Figura 6.1 existe uma chave chamada de “Relé de Estado Sólido”, ela tem a função de ligar e dar a partida no motor de indução no tempo de $t = 3,00$ s. A Figura 6.3 mostra o gráfico do afundamento de tensão durante a partida direta do motor de indução. Nota-se que a tensão caiu a 138,1 V, e o afundamento durou cerca de 707 ms.

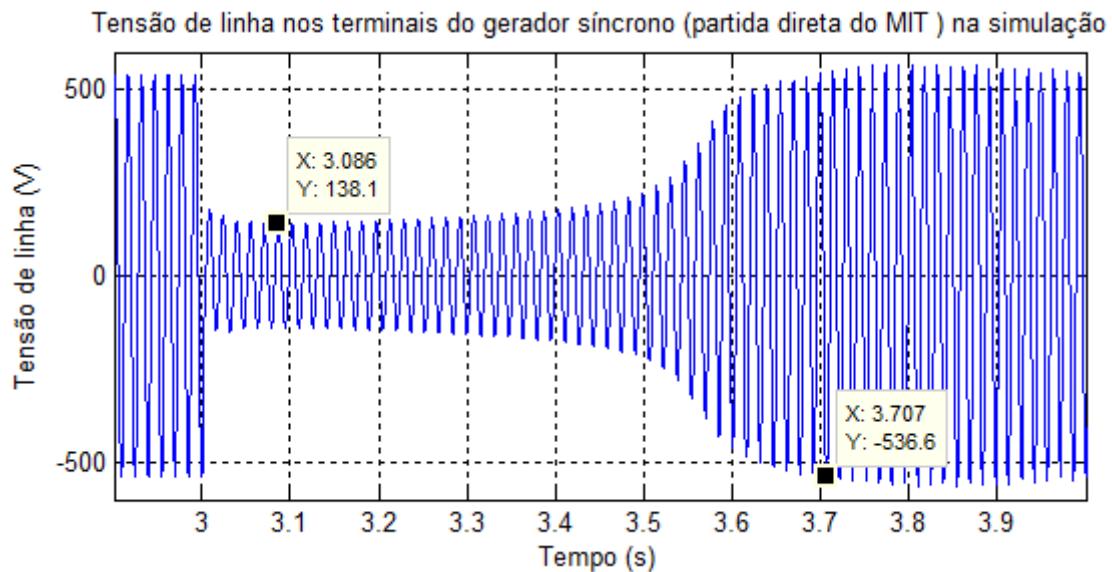
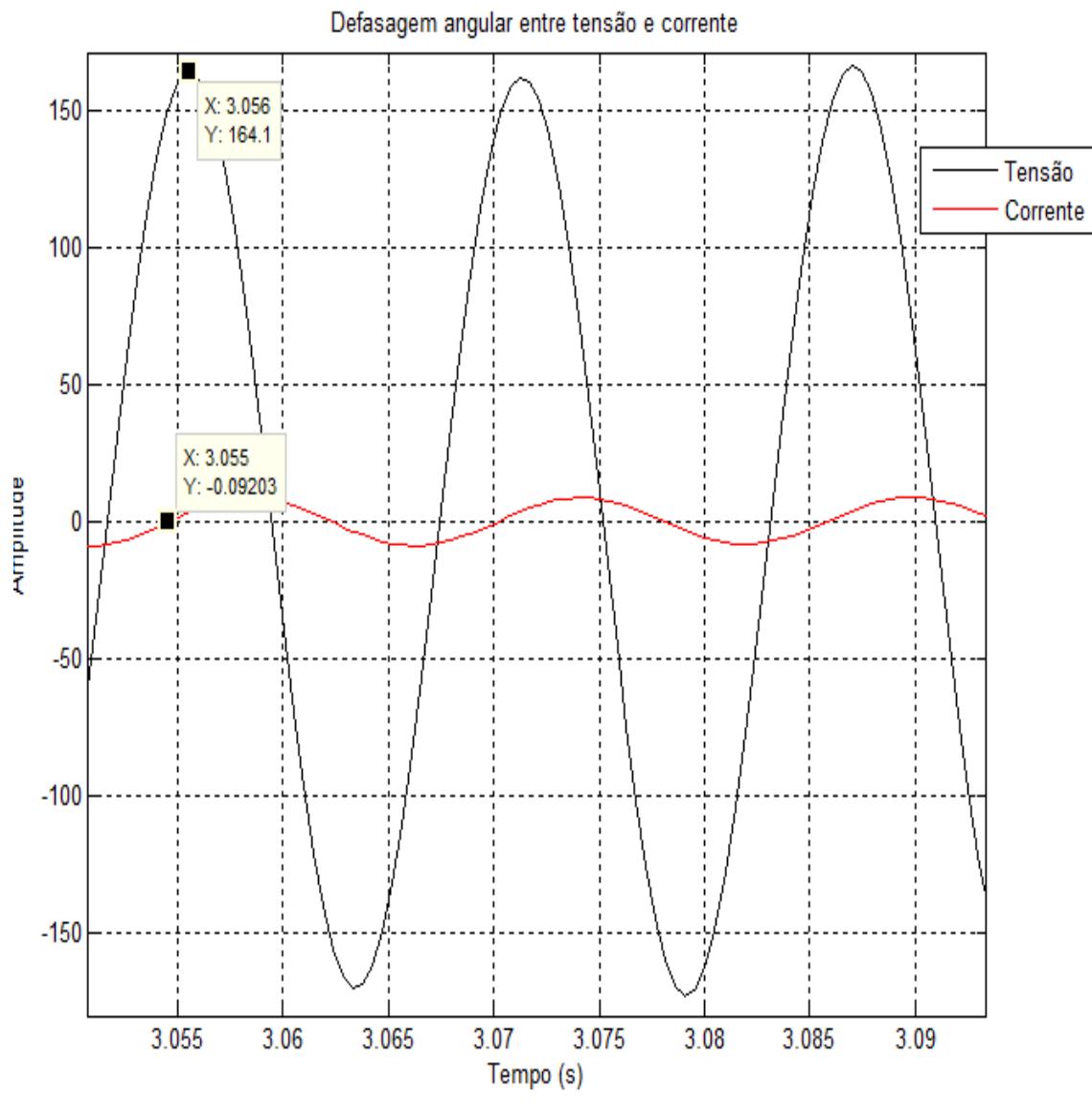


Figura 6.3 - Afundamento de tensão durante a partida direta do motor de indução.

6.2.1.1 Análise do comportamento indutivo na partida direta do motor de indução

Observando a parte inicial da Figura 6.3 é possível separá-la em pequenos trechos de comportamento próximo de regime permanente, ou seja, valores mais constantes de tensão e corrente. Tomando-se como exemplo apenas um destes trechos, Figura 6.3.1, observa-se pelas curvas que é possível considerar um regime permanente senoidal e portanto calcular de forma tradicional as potências ativa e reativa, e consequentemente concluir que o circuito é predominantemente indutivo.



Analizando a Figura 6.3.1, verifica-se que o máximo de tensão corresponde ao ponto 3.056 que é o ângulo de 90° , e o ponto onde a corrente passa por zero, saindo do ciclo negativo para o positivo é o ponto 3.055, que calculado corresponde ao ângulo de $89,97^\circ$ que é fator de potência do motor durante a partida. Assim, confirma a observação feita para motores de indução de pequeno porte, que durante a partida o fator de potência é reativo indutivo, drenando potência reativa da fonte supridora, o que provoca o afundamento de tensão nos terminais do gerador síncrono, como é mostrado.

6.2.2 PARTIDA DO MOTOR DE INDUÇÃO COM CHAVEAMENTO DOS BANCOS DE CAPACITORES

A Figura 6.4, apresenta o esquema do circuito utilizado na partida direta do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores. Este circuito é idêntico ao da partida direta, apenas com a inserção dos bancos de 1,0 kVA, 380 V com ligação Δ , fixo, e os outros dois bancos de mesma tensão e ligação de 1,5 kVA chaveados, além dos circuitos de driver dos interruptores bidirecionais.

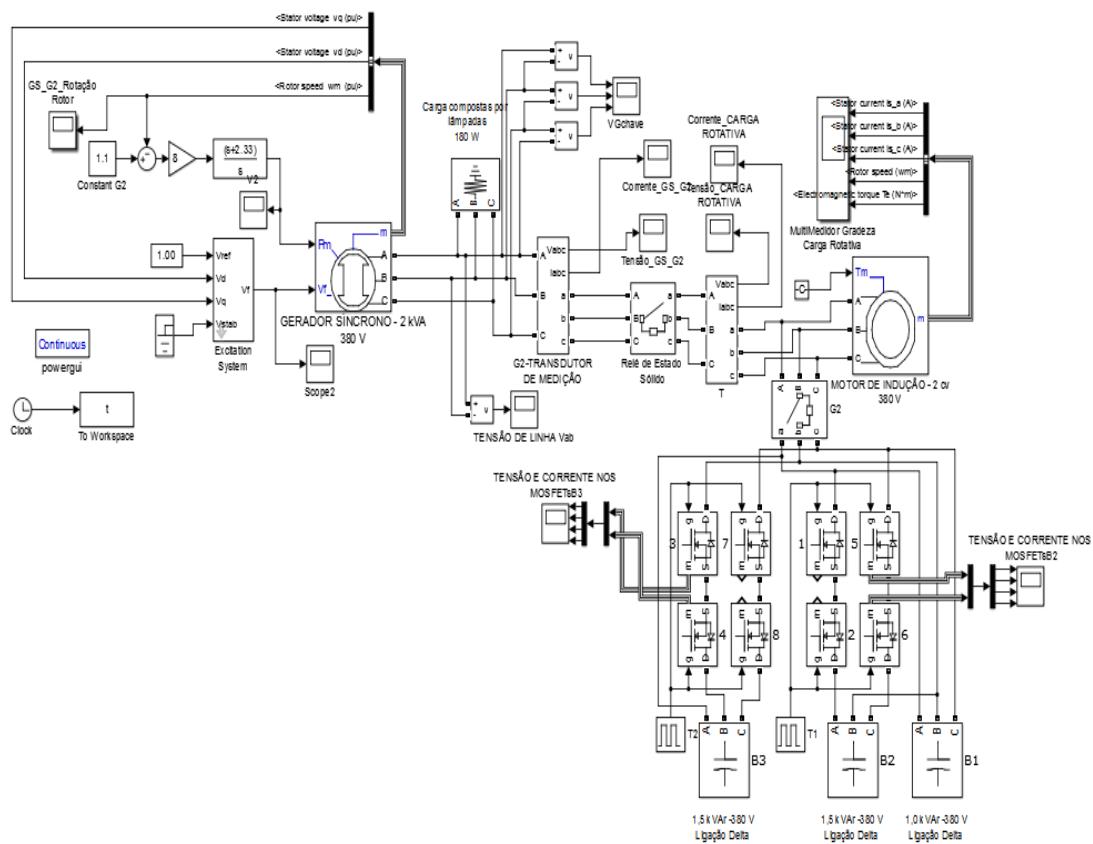


Figura 6.4 - Circuito utilizado na partida direta do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores.

Estes circuitos dos drivers geram os pulsos para os interruptores bidirecionais. Estes pulsos definem a permanência dos bancos de capacitores no circuito. Os pulsos para disparar os interruptores bidirecionais do primeiro banco chaveado B2, tem duração de 68 ms e para disparar os interruptores bidirecionais do segundo banco B3, tem duração de 150 ms. A Figura 6.5 mostra estes pulsos de disparo dos interruptores bidirecionais dos bancos B2 e B3.

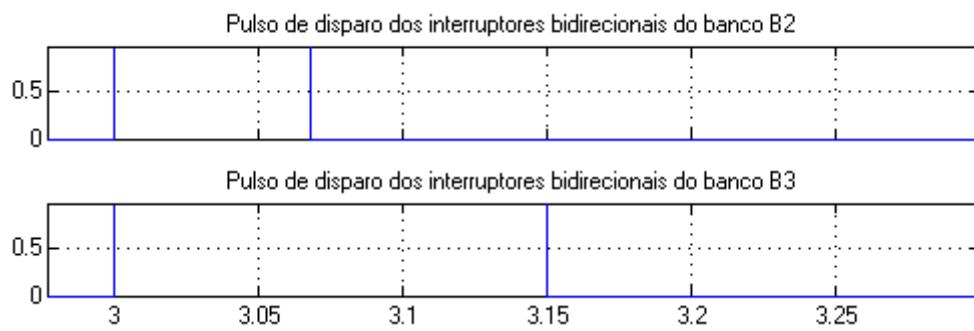


Figura 6.5 - Pulsos para disparar os interruptores bidirecionais dos bancos B2 e B3.

A Figura 6.6 apresenta as tensões suportadas nos mosfets e as suas correntes, durante 1 s após o chaveamento do banco B3 de 1,5 kVAr. Estes mosfets constituem o interruptor bidirecional da fase B deste banco.

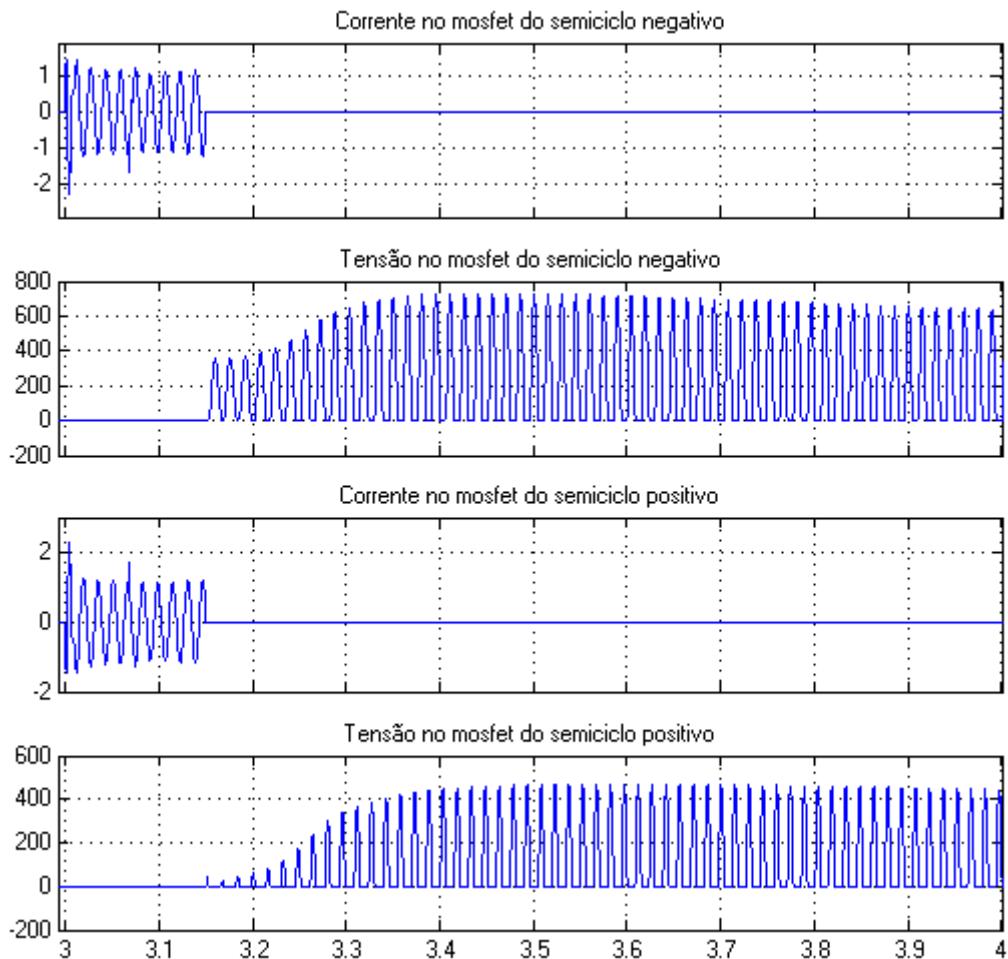


Figura 6.6 - Tensões e correntes no interruptor bidirecional, durante o chaveamento do banco B3.

A Figura 6.7 apresenta o gráfico do afundamento de tensão durante a partida direta do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores. Nota-se que a tensão caiu a 180,6 V, e o afundamento diminuiu para o tempo de 327 ms.

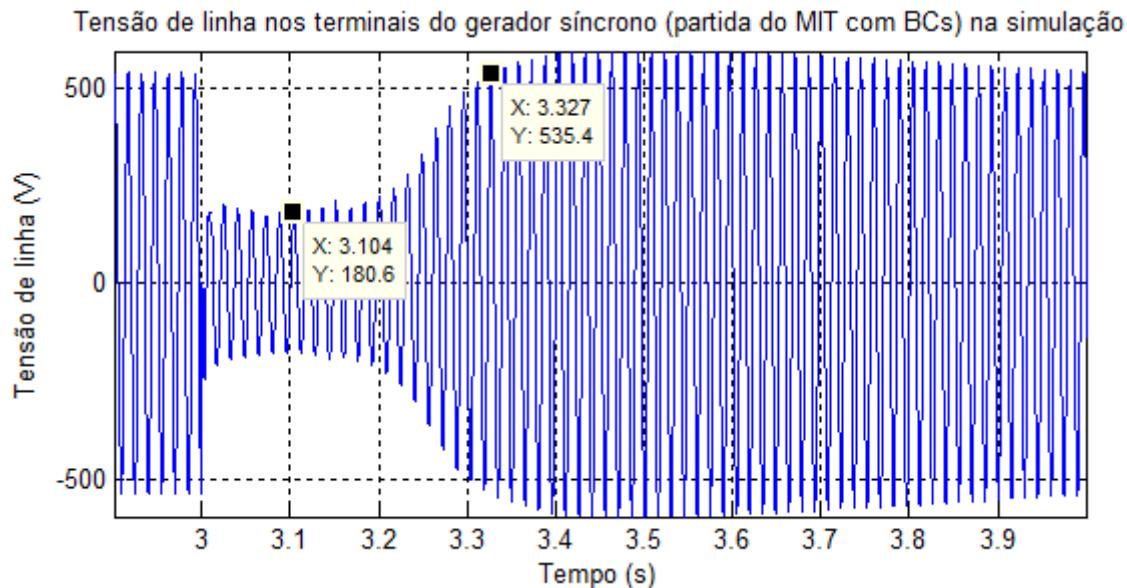
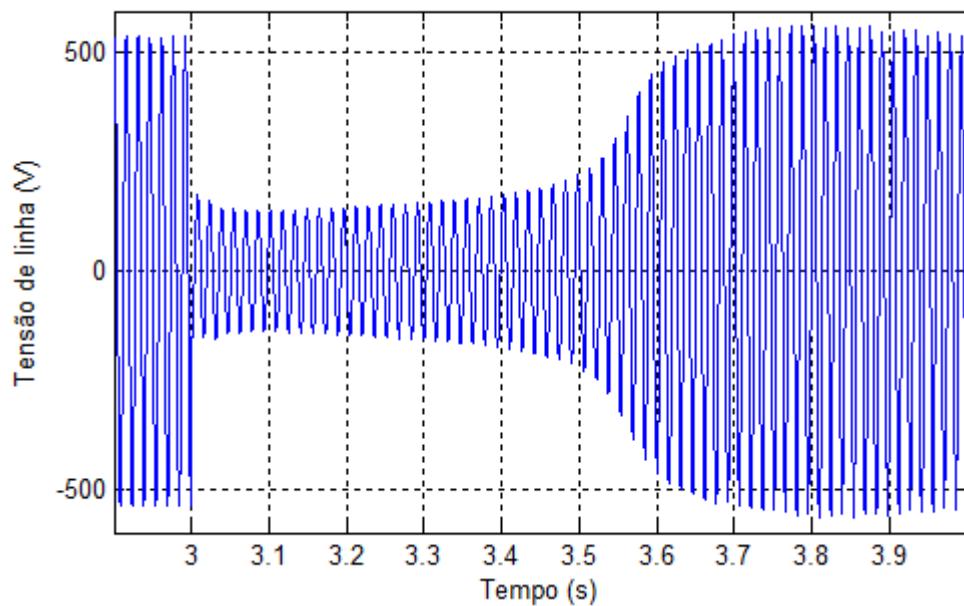


Figura 6.7 - Afundamento de tensão durante a partida direta do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores.

6.2.3 COMPARAÇÃO ENTRE OS RESULTADOS SIMULADOS

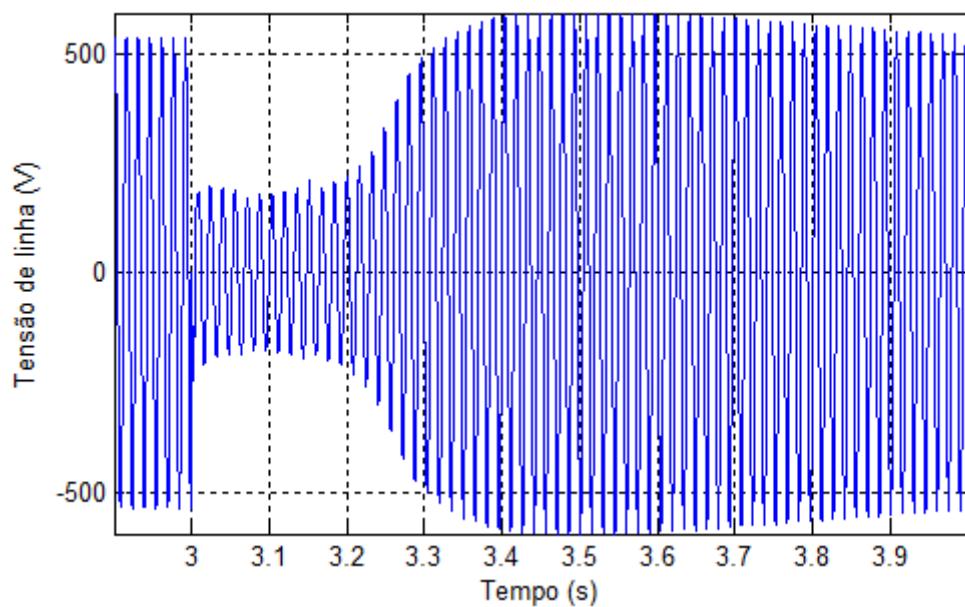
A Figura 6.8 visa comparar graficamente as formas de ondas das simulações da partida do motor de indução diretamente e com chaveamento do banco de capacitores. Nota-se que a tensão no momento do afundamento passa de 138,1 para 180,6 V e a duração do afundamento de tensão passa de 707 para 327 ms.

Tensão de linha nos terminais do gerador síncrono (partida direta do MIT) na simulação



(a)

Tensão de linha nos terminais do gerador síncrono (partida do MIT com BCs) na simulação



(b)

Figura 6.8 - Comparação gráfica das formas de ondas; (a) partida direta do motor de indução; (b) com chaveamento dos bancos de capacitores.

6.3 TESTES EXPERIMENTAIS

Para que os testes experimentais pudessem ser realizados, foi preciso especificar os mosfets para a implementação dos interruptores bidirecionais. Criar um circuito de comando para estes interruptores, três placas para condicionar os circuitos eletrônicos e de potência. E confeccionar um barramento composto por um circuito trifásico, que contém 21 bornes para a entrada das ligações dos bancos de capacitores e dos interruptores bidirecionais.

6.3.1 ESPECIFICAÇÃO DOS MOSFETS UTILIZADOS NO CIRCUITO DE POTÊNCIA

Os mosfets utilizados no circuito de potência, nos quais constituem os interruptores bidirecionais, deveriam inicial suportar uma tensão de 537,4 V, valor de pico de 380 V rms e uma corrente de 2,3 A, valor nominal da corrente do maior banco de capacitores utilizado nos ensaios em regime permanente. Assim, inicialmente foi testado o mosfet STP20NM60, mas alguns destes mosfets queimaram quando submetidos aos repetitivos teste. Foi constatado, que o chaveamento dos bancos de capacitores causou uma elevação da tensão terminal do gerador síncrono no tempo final da partida do motor, ultrapassando os 600 V de pico, algo que causou a queima do mosfets testados inicialmente. Assim, foi utilizado o mosfet STP10NK90ZFP, que suportou satisfatoriamente estes esforços de tensão e corrente. Suas características operacionais são mostradas na Tabela 6.1 e sua imagem mais sua configuração esquemática interna na Figura 6.9.

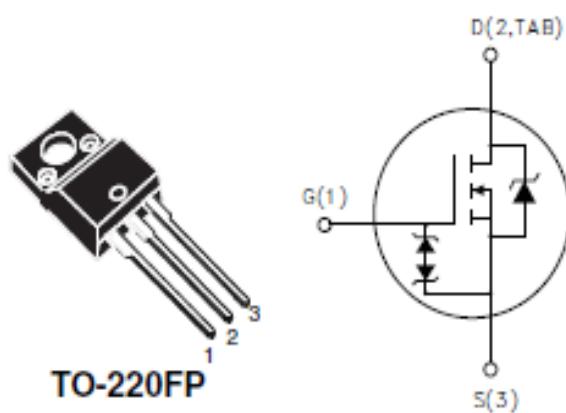


Figura 6.9 - Mosfet STP10NK90ZFP.

Tabela 6.1: Características operacionais do mosfet STP10NK90ZFP.

Símbolo	Parâmetro	Encapsulamento TO – 220 FP	Unidades
VDSS	Tensão de dreno-source	900	V
VDGR	Tensão de dreno-gate (RGS= 20 kΩ)	900	V
VGS	Tensão de gate-source	± 30	V
ID	Corrente de dreno a 25 °C	9	A
ID	Corrente de dreno a 100 °C	6	A
IDM	Corrente de dreno (pulsada)	36	A
PTOT	Dissipação total a 25 °C	40	W

6.3.2 CIRCUITO DE COMANDO DOS INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS

Devido a versatilidade de poder escrever, apagar o código e poder fazer modificações futuras no microcontrolador, foi utilizado um Arduino Nano para o circuito de comando. Este, tem a função de gerar os pulso, um para o acionamento de um “Relé de Estado Sólido” (conforme foi citado na simulação), que liga o motor, e os demais para os mosfets dos interruptores bidirecionais, com as funções de acionarem e desligarem os bancos de capacitores. A Figura 6.10, mostra uma foto do circuito de controle composto pelo Arduino Nano, e os botões de acionamento. Por este circuito, através dos botões de acionamento é possível ligar e desligar o motor isoladamente, e caso os bancos estejam habilitados para entrarem, ligar e desligar eles juntamente na partida do motor. O código fonte mais a configuração esquemática dos pinos deste Arduino se encontram no Apêndice B.

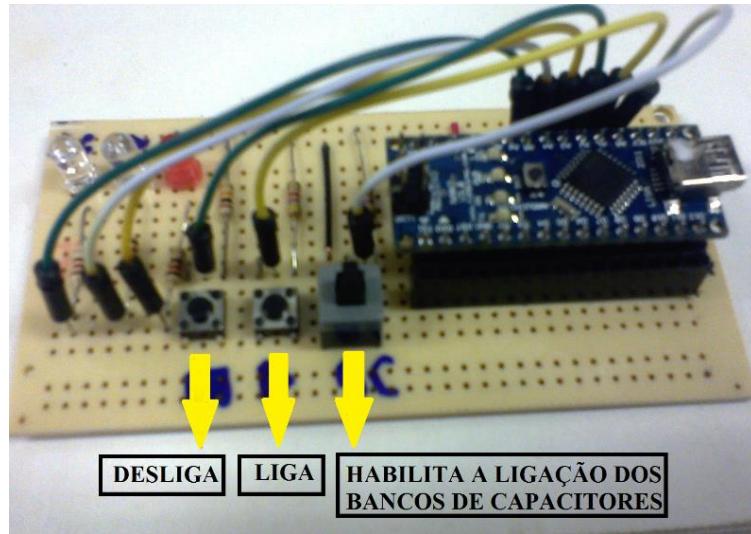


Figura 6.10 - Circuito de controle composto pelo Arduino Nano e os botões de acionamento.

Com o intuito de chavear os bancos de capacitores de forma controlada, respeitando o tempo de entrada e saída de cada banco, houve a necessidade de montar os drivers com a função de isolar e fornecer os pulsos para o “gate” dos mosfets. Um circuito proposto e que foi utilizado para o drive de acionamento dos mosfets em anti-série é mostrado na Figura 6.11.

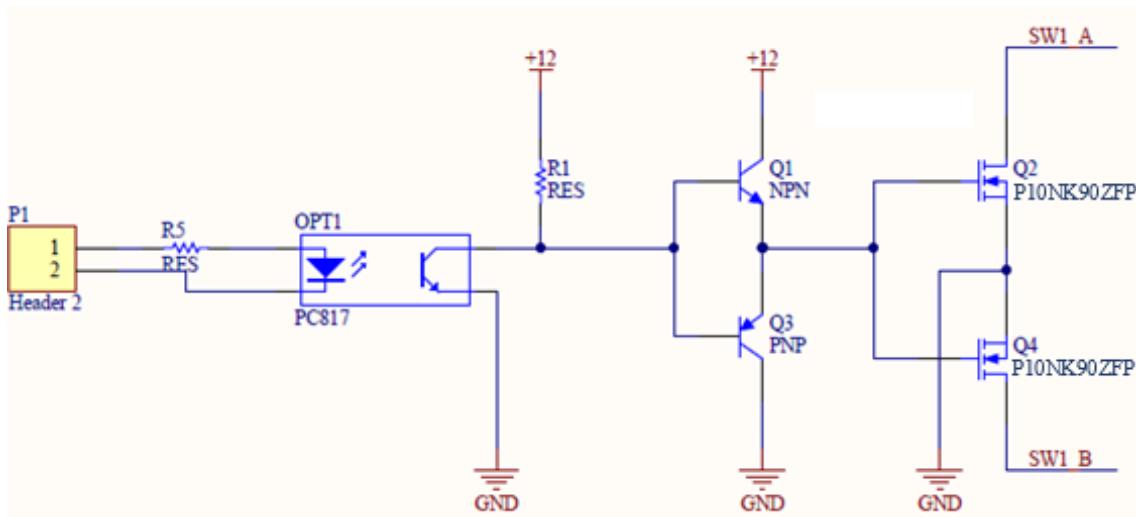


Figura 6.11 - Diagrama esquemático para os circuitos de comando de “gate” dos mosfets em anti-série.

Na Figura 6.11, a entrada do sinal é isolada por um opto-acoplador PC817, este opto isola e amplifica o pulso de entrada, que é conduzido até o circuito de “push-pull”, composto pelos transistores BC 337 e BC 327, que têm a função de amplificar os pulsos e acionarem os dois mosfets STP10NK90ZFP, o superior em ciclo positivo e o inferior no ciclo negativo da tensão senoidal aplicada. A Figura 6.12 mostra o diagrama do opto-acoplador PC817 da SHARP.

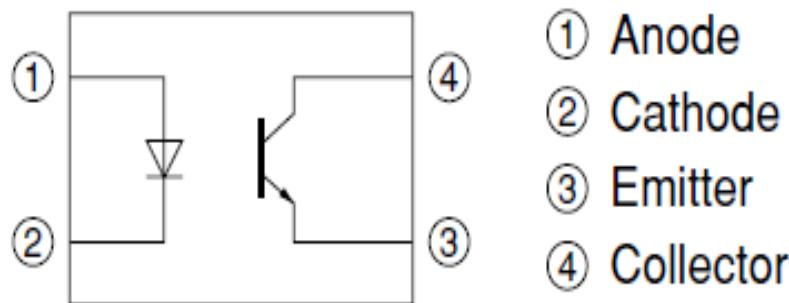


Figura 6.12 – Diagrama do opto-acoplador PC817 da SHARP.

6.3.3 MONTAGEM DA PLACA

Para a conexão dos bancos de capacitores nas placas com os interruptores bidirecionais, foi inicialmente estudado uma possível forma de ligação. Uma forma típica para a ligação seria ligar um interruptor por fase. Uma outra forma encontrada para reduzir o número de interruptores bidirecionais, que acarreta diretamente na redução de mosfets e drivers, foi utilizar apenas dois interruptores bidirecionais por fase e uma ligada diretamente. Conforme a ligação da Figura 6.4 do circuito utilizado na simulação computacional. Como cada banco utilizado possui de forma interna a ligação em delta as três fases ainda ficam controladas.

Assim, foram feitas três placas, que alojam até quatro interruptores bidirecionais por fase, caso queira futuramente utilizar um maior número de bancos. Como foi utilizado nos testes um banco fixo de 1 kVAr e dois de 1,5 kVAr, chaveados e ligados conforme a forma simplificada da Figura 6.13, foi utilizado ao todo apenas 8 mosfets. A Figura 6.14 mostra uma foto das três placas com cada um dos seus interruptores bidirecionais por fase, os componentes eletrônicos dos circuitos de comando de “gate” e ao fundo os banco de capacitores utilizados. O Apêndice C apresenta o layout desta placa.

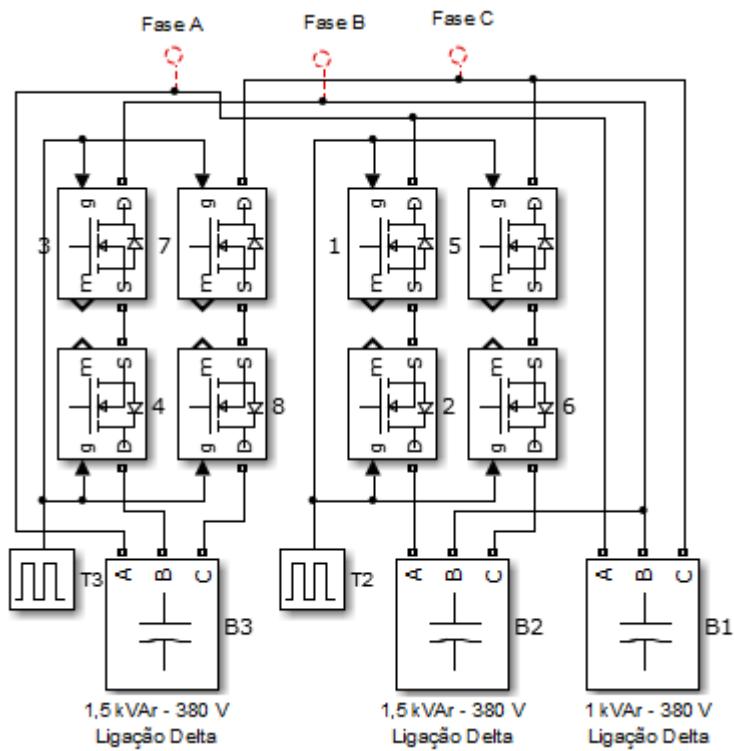


Figura 6.13 – Diagrama esquemático da ligação simplificada, dois interruptores bidirecionais por fase e uma ligada diretamente.

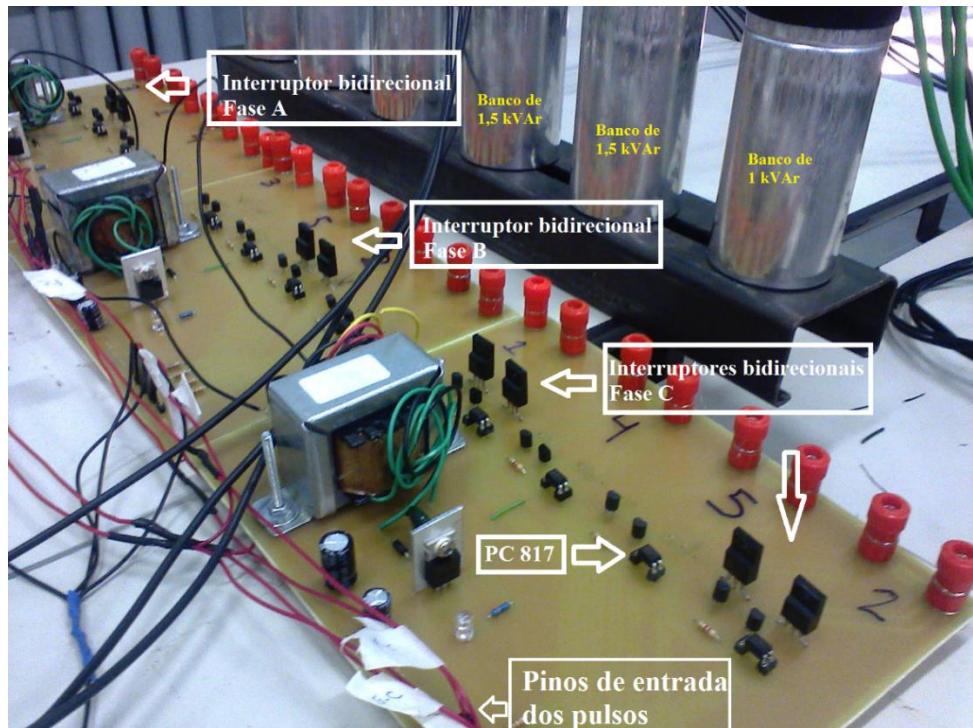


Figura 6.14 – Placas com seus interruptores bidirecionais por fase, e os bancos de capacitores utilizados.

6.3.4 BARRAMENTO COMPOSTO POR UM CIRCUITO TRIFÁSICO

A Figura 6.15 mostra uma foto do circuito trifásico do barramento, que contém 21 bornes para a entrada das ligações dos bancos de capacitores e dos interruptores bidirecionais, mais um disjuntor trifásico curva C de 32 A, para a proteção do circuito dos bancos mais do motor de indução.



Figura 6.15 - Circuito trifásico do barramento.

6.3.5 MONTAGEM DA BANCADA DE TESTES

A Figura 6.16 mostra uma foto do gerador síncrono acoplado ao eixo do motor de corrente contínua, que representa a máquina primária, fonte supridora de potência mecânica.



Figura 6.16 - Gerador síncrono acoplado ao eixo do motor de corrente contínua.

E a Figura 6.17 mostra uma foto da montagem representativa do circuito utilizado na Figura 6.4. O motor de indução está no espaço abaixo do motor de corrente contínua.

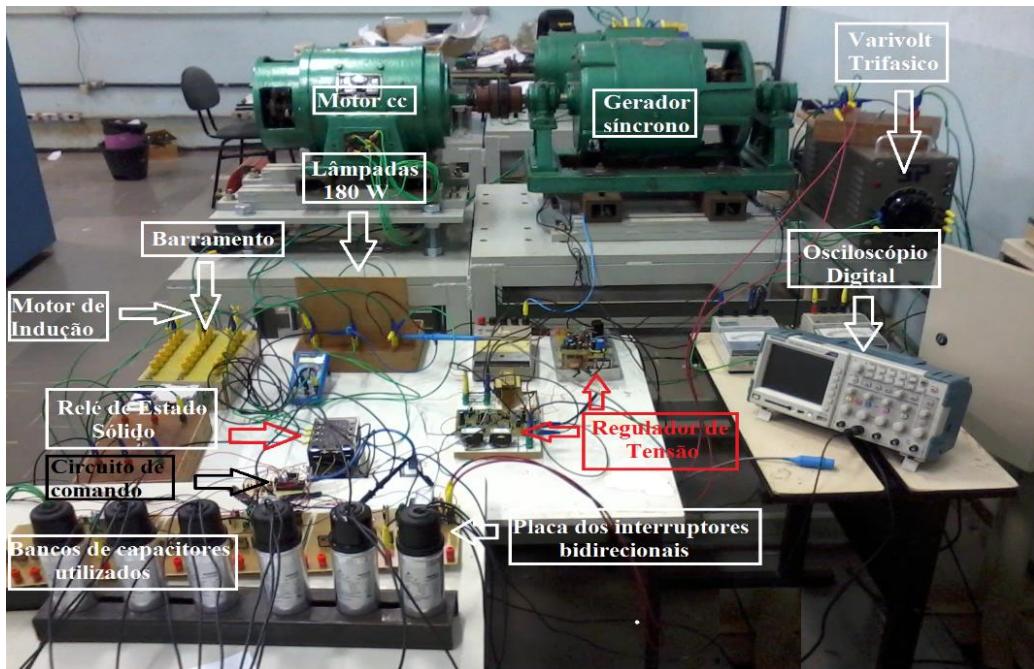


Figura 6.17 - Montagem da bancada de testes, que representa o circuito utilizado na partida direta do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores.

6.3.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.3.6.1 Partida direta do motor de indução

A imagem da forma de onda do afundamento da tensão dos terminais do gerador síncrono, causado pela partida direta do motor de indução, foi registrada no osciloscópio. A Figura 6.18 mostra esta imagem, nota-se que a tensão cai ao valor de 128 V.

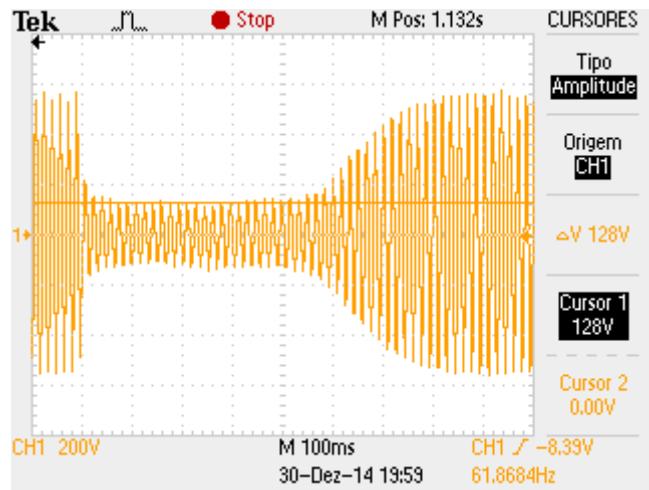


Figura 6.18 - Imagem do afundamento de tensão durante a partida direta do motor de indução, registrado nos testes experimentais.

A imagem da Figura 6.18 foi salva em arquivo csv.. Com estes dados foi feita uma plotagem gráficas para ter uma melhor visão dos resultados, como está mostrado na Figura 6.19. Nota-se que a tensão caiu a 128 V, e o afundamento foi do tempo de 1,422 a 2,135 s, com duração de 713 ms.

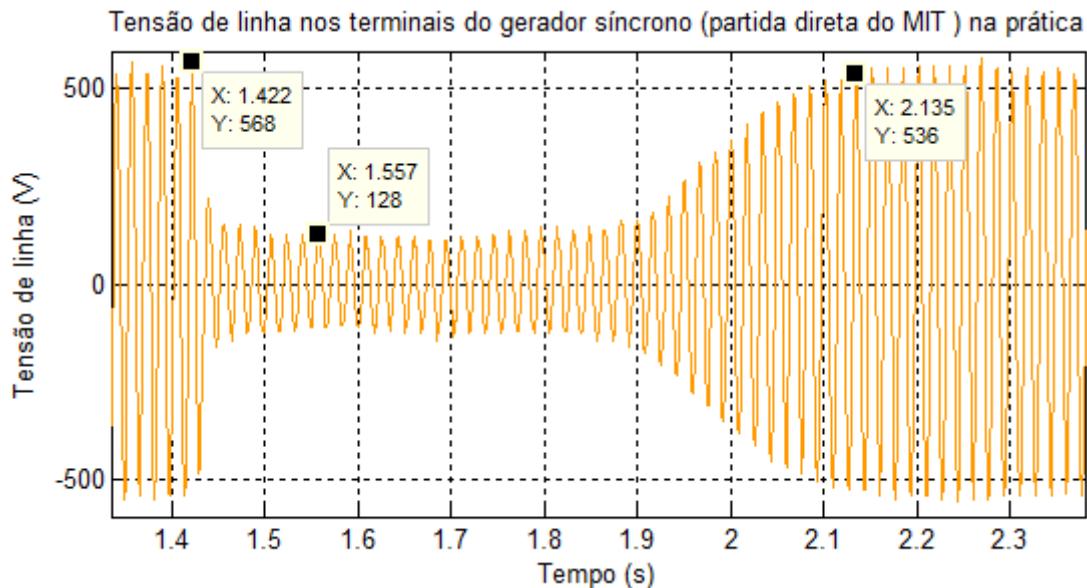
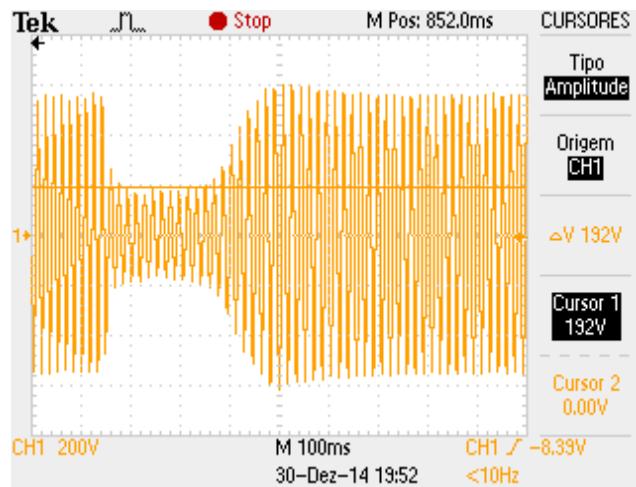


Figura 6.19 - Imagem do afundamento de tensão durante a partida direta do motor de indução, registrado pelo osciloscópio.

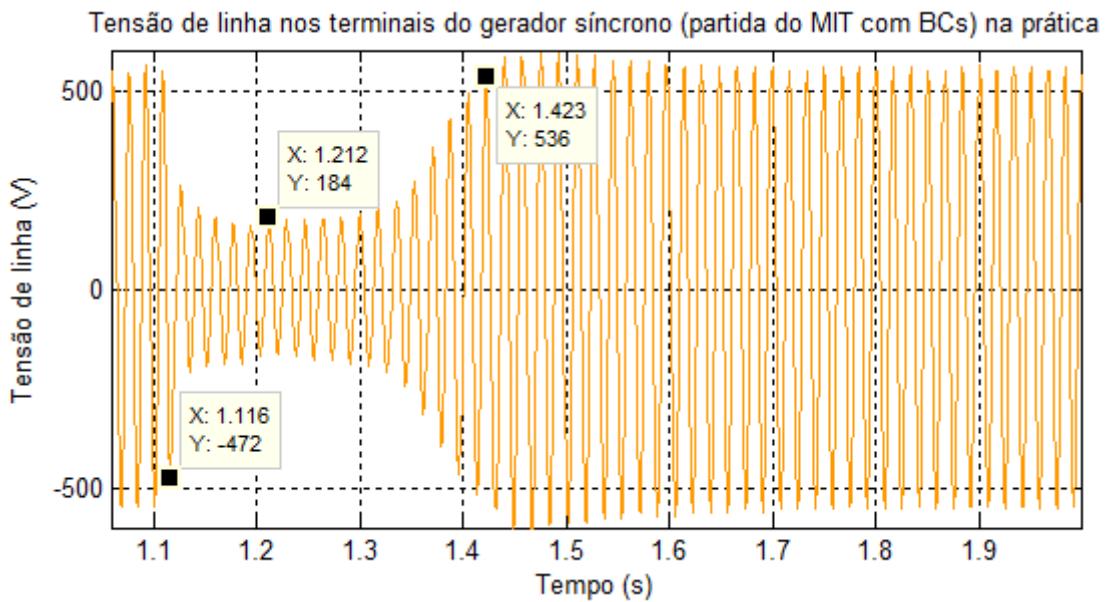
6.3.6.2 Partida do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores na prática

A imagem da forma de onda do afundamento da tensão dos terminais do gerador síncrono, na partida do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores, também foi registrada no osciloscópio. A Figura 6.20 mostra esta imagem.



A Figura 6.20 - Imagem do afundamento de tensão durante a partida direta do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores, registrado pelo osciloscópio.

Como os dados da imagem da Figura 6.20, foi possível plotar um gráfico em maior escala, dando uma melhor visualização dos resultados. A Figura 6.21 mostra esta imagem. Nota-se que a tensão caiu a 184 V, e o afundamento foi do tempo de 1,116 a 1,423 s, durando 307 ms.

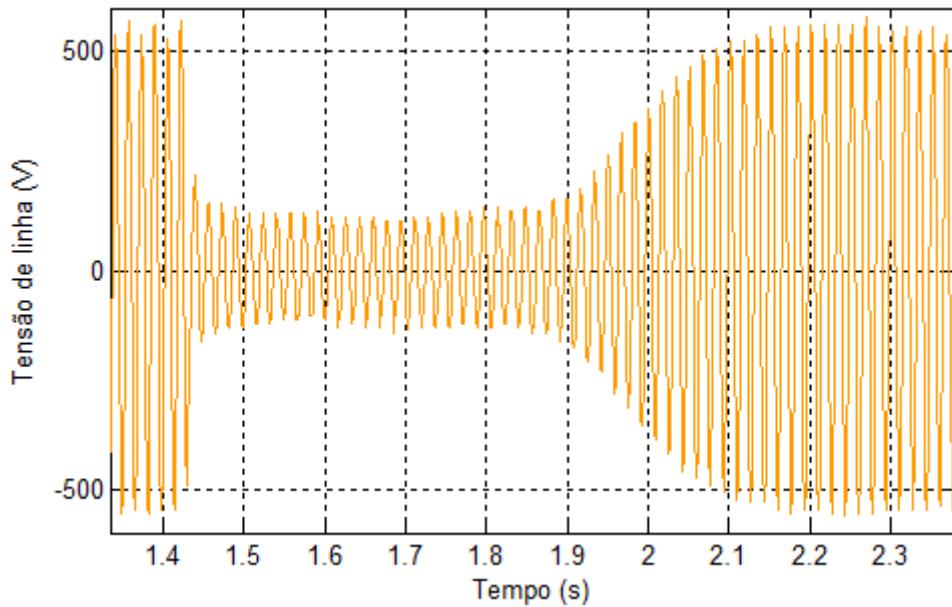


A Figura 6.21 – Imagem do afundamento de tensão durante a partida direta do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores, registrado pelo osciloscópio.

6.3.7 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS

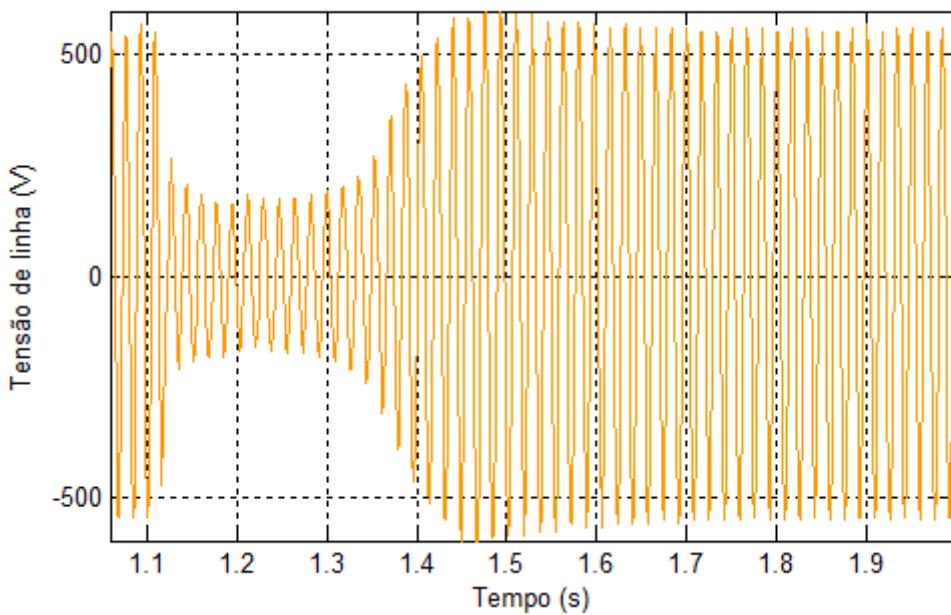
Uma comparação gráfica das formas de ondas dos resultados práticos da partida do motor de indução diretamente e com chaveamento do banco de capacitores, e mostrado na Figura 6.22. Nota-se que a tensão no momento do afundamento passa de 128 para 184 V e a duração do afundamento de tensão passa de 713 para 307 ms. Reduzindo o tempo de permanência do afundamento em quase 60 %.

Tensão de linha nos terminais do gerador síncrono (partida direta do MIT) na prática



(a)

Tensão de linha nos terminais do gerador síncrono (partida do MIT com BCs) na prática



(b)

Figura 6.22 - Comparaç \mathfrak{a} o gráfica das formas de ondas dos resultados práticos; (a) Partida do motor de indução diretamente; (b) Com chaveamento do bancos de capacidores.

6.4 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS SIMULADOS COM OS EXPERIMENTAIS

6.4.1 PARTIDA DIRETA DO MOTOR DE INDUÇÃO

A Figura 6.23 mostra a comparação gráfica do afundamento de tensão durante a partida direta do motor de indução, na simulação e no teste experimental. A tensão mínima durante o afundamento foi de 138,1 V na simulação e 128 V no teste e o afundamento durou cerca de 707 ms na simulação e 713 ms no teste experimental. Assim, verifica-se que os valores estão próximos, quando comparado a simulação com o resultado experimental.

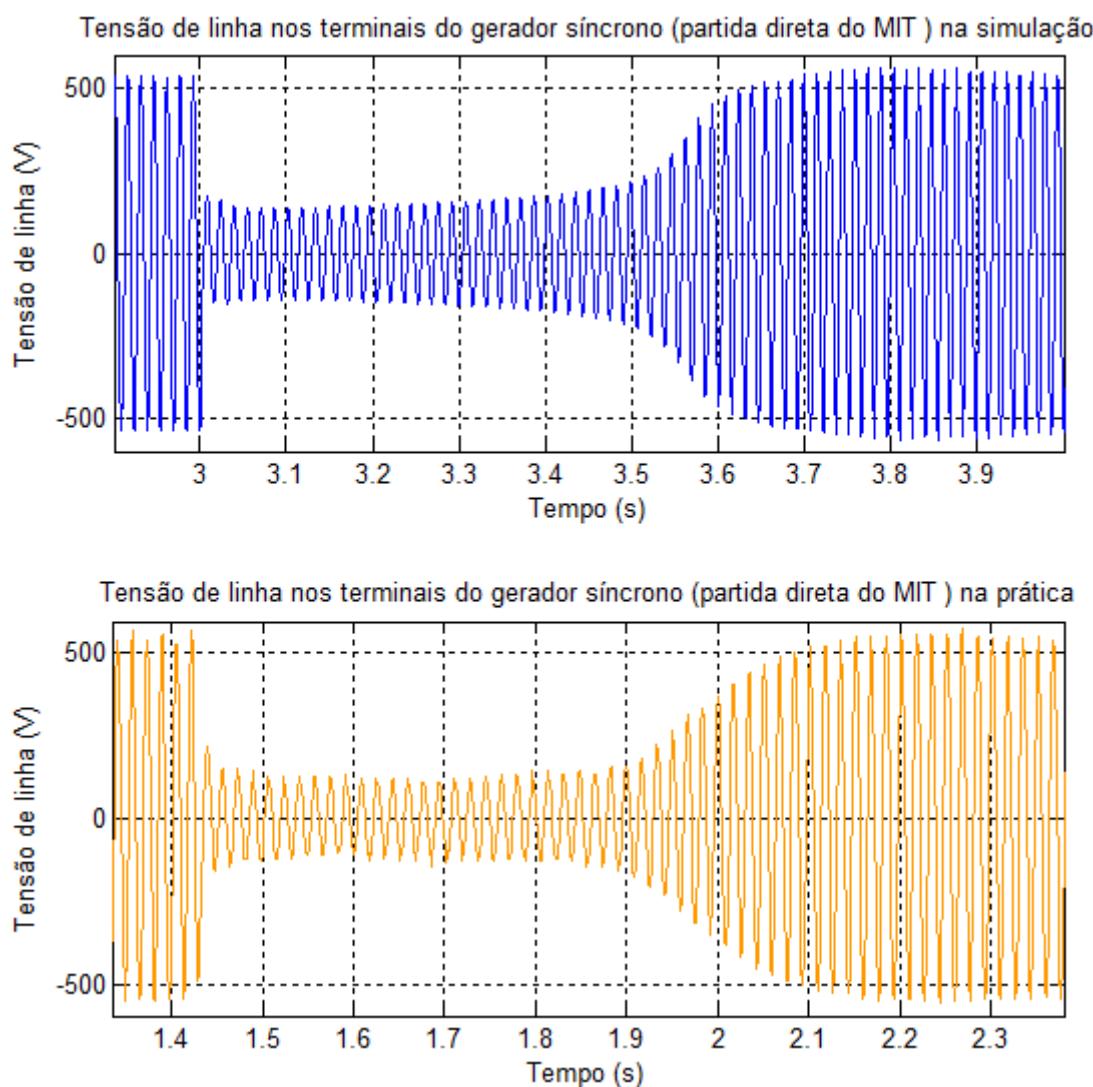


Figura 6.23- Comparação gráfica do afundamento de tensão durante a partida direta do motor de indução, na simulação e no teste experimental.

6.4.2 PARTIDA DO MOTOR DE INDUÇÃO COM O CHAVEAMENTO DOS BANCOS DE CAPACITORES

E a Figura 6.24 mostra a comparação do resultado simulado com experimental, para a partida do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores. A tensão mínima durante o afundamento foi de 180,6 V na simulação e 184 V no teste e o afundamento durou cerca de 327 ms na simulação e 307 ms no teste experimental. Nota-se, em ambos os casos, que ocorre uma diminuição satisfatória do tempo de permanência do afundamento de tensão.

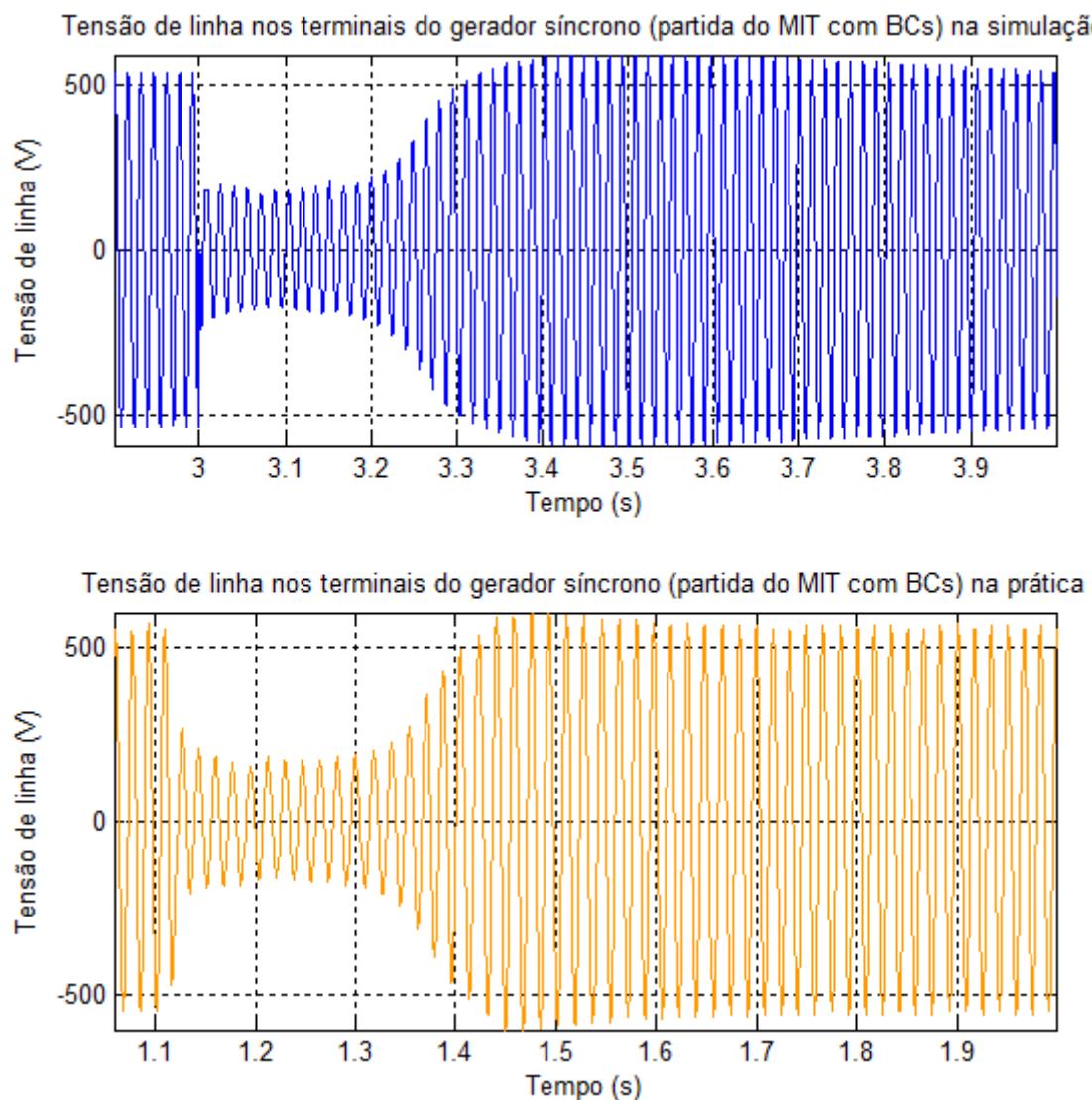


Figura 6.24- Comparaçāo gráfica do afundamento de tensão durante a partida do motor de indução com o chaveamento dos bancos de capacitores, na simulação e no teste experimental.

6.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O capítulo presente apresentou os resultados encontrados nas simulações computacionais e os encontrados nos testes experimentais, evidenciando que ambos resultados se mostraram semelhantes. Comprovando que o chaveamento de bancos de capacitores na partida direta de motores de indução melhora os níveis de afundamento de tensão que ocorrem nos terminais dos geradores síncronos isolados. Validando a proposta deste trabalho.

Apesar de ocorrer a compensação do afundamento de tensão para os resultados encontrados neste capítulo, estes resultados não foram tão expressivos devido a potência do gerador síncrono ser na mesma proporção da potência do motor utilizado, ou seja foi de 2 kVA para 2cv. Esta compensação pode ser mais expressiva quando a potência do gerador síncrono é maior do que as das cargas motoras.

O próximo capítulo irá mostra que a aplicação desta proposta em um grupo gerador de 250 kVA para suprir energeticamente cargas motoras que somadas chegam 110 cv, os resultados são bem mais satisfatórios.

CAPÍTULO VII

ESTUDO DA APLICAÇÃO DA PROPOSTA PARA UM GRUPO DIESEL REAL

7.1. INTRODUÇÃO

No trabalho de (SANTOS, 2004), foi também estudado o afundamento de tensão durante a partida de motores de indução em geradores síncronos isolados, propondo como solução para resolver o problema, o controle adequado do sistema de excitação e regulação do gerador síncrono.

Em alguns casos, como já foi mencionado, existe um limite de excitação do gerador síncrono, e este valor é determinado por sua carta de capacidade (“generator capability chart”). Assim, seria interessante estudar o efeito do chaveamento de bancos de capacitores auxiliando a excitação de campo durante a partida de motores de indução, mas em níveis maiores de potência.

Neste contexto, tendo em vista a disponibilidades dos dados reais (resultados de campo) presentes no trabalho de (SANTOS, 2004), será feito um estudo através de simulações computacionais. Aplicando a proposta deste trabalho em um gerador maior (potência duas vezes a capacidade das cargas motoras), verificando a possibilidade de se obter resultados mais satisfatórios.

Será mostrado também o dimensionamento de um grupo diesel através dos programas computacionais utilizados por alguns de seus fabricantes. Mostra-se a dificuldade em dimensionar um grupo gerador para atender cargas motoras, sendo que a aplicação desta proposta pode ser favorável.

7.2 DADOS UTILIZADOS

No trabalho de (SANTOS, 2004), foi realizado o estudo do afundamento de tensão nos terminais do gerador síncrono de um grupo diesel. Em seu trabalho há os dados e parâmetros do motor a diesel, do gerador síncrono e dos motores utilizados como carga (MIT 1 e 2). Estes dados estão presentes nas tabelas seguintes:

Tabela 7.1: Dados do motor acionador.

Marca	Cummins
Modelo	CTA 8.3
Nº de série	8.330460742
Potência Continua/Emergência em 1800	288/317

Tabela 7.2: Dados e parâmetros do gerador síncrono.

Marca	Negrini
Potência (kVA)	250
Tensão (V)	440/254
Frequência (Hz)/Rotação (rpm)/nº de polos	60/1800/4
Rendimento (%)	93
Isolação	H
Tensão do rotor em carga nominal (V)	60
Reatância Síncrona de Eixo Direto (pu)	$X_d = 2,5$
Reatância Síncrona de Eixo em Quadratura (pu)	$X_q = 1,8$

Continuação

Reatância de Dispersão (pu)	$Xl = 0,084$
Reatância Transitória de Eixo Direto (pu)	$X'd = 0,22$
Reatância Subtransitória de Eixo Direto (pu)	$X''d = 0,129$
Reatância Subtransitória de Eixo em Quadratura (pu)	$Xq'' = 0,09$
Constante de tempo transitória de circuito aberto (s)	$T'do = 4$
Constante de tempo subtransitória de circuito aberto de eixo direto (s)	$T''do = 0,0309$
Constante de tempo subtransitória de circuito aberto de eixo em quadratura (s)	$T''qo = 0,019$
Resistência por fase do estator (pu)	$Rs = 0,13$
Momento de Inércia (kg.m^2) /Constante de Inércia (s)	$J = 5,63 / H = 0,400$

Tabela 7.3: Parâmetros do MIT 1.

Potência (cv)	40
Frequência (Hz)	60
Tensão nominal (V)	$Vn = 440$
Resistência do estator por fase (Ω)	$Rs = 0,122$
Reatância de dispersão do estator por fase (Ω)	$Xs = 0,262$
Resistência do rotor por fase (Ω)	$Rr = 0,083$
Reatância de dispersão do rotor por fase (Ω)	$Xr = 0,632$

Continuação

Reatância de magnetização (Ω)	$X_m = 13,26$
Momento de inércia do rotor (kg.m ²)	$J_m = 0,743$
Momento de inércia da carga (kg.m ²)	$J_c = 0$
Número de polos	4
Perdas rotacionais (%)	4
Escorregamento	$S = 0,0111$

Tabela 7.4: Parâmetros do MIT 2.

Potência (cv)	75
Frequência (Hz)	60
Tensão nominal (V)	$V_n = 440$
Resistência do estator por fase (Ω)	$R_s = 0,048$
Reatância de dispersão do estator por fase (Ω)	$X_s = 0,1019$
Resistência do rotor por fase (Ω)	$R_r = 0,0315$
Reatância de dispersão do rotor por fase (Ω)	$X_r = 0,2397$
Reatância de magnetização (Ω)	$X_m = 16,26$
Momento de inércia do rotor (kg.m ²)	$J_m = 0,9843$
Momento de inércia da carga (kg.m ²)	$J_c = 0$
Número de polos	4
Perdas rotacionais (%)	4
Escorregamento	$S = 0,0111$

7.3 ESTUDO DO AFUNDAMENTO DE TENSÃO NA PARTIDA DOS MOTORES DE INDUÇÃO

De posse dos valores dos parâmetros do gerador síncrono e dos motores de indução, e utilizando o programa MATLAB/SIMULINK, realiza-se as simulações computacionais. Estas auxiliaram na verificação da proposta descrita neste trabalho, neste caso específico, levando em conta melhorias no nível do afundamento de tensão e no seu tempo de permanência.

7.3.1 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DA PARTIDA DIRETA DOS MOTORES DE INDUÇÃO

A Figura 7.1, apresenta o esquema do circuito utilizado na partida direta dos dois motores de indução. Este circuito é composto pelo gerador síncrono de 250 kVA, alimentando os motores de 40 e 75 cv. Na simulação o motor de 75 cv parte inicialmente no tempo de $T_1 = 5$ s e o motor de 40 cv parte em seguida no tempo $T_2 = 10$ s. Ambos motores partem à vazio. O tempo total da simulação é de 14 segundos. Os limites de ganho do regulador de tensão do gerador síncrono foram ajustados para se obter os mesmos níveis do afundamento de tensão (durante a partida do motor de 75 cv) encontrados no trabalho de (SANTOS, 2004).

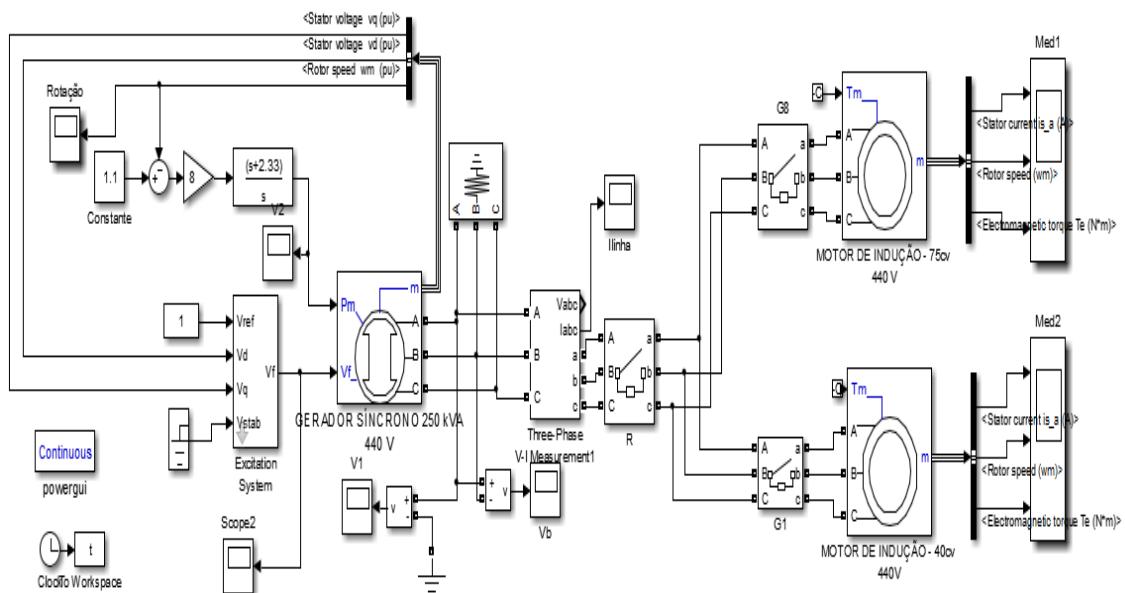


Figura 7.1 - Circuito utilizado na partida direta dos motores de 75 e 40 cv.

A imagem do afundamento de tensão provocado pela partida direta dos dois motores de indução é apresentada na Figura 7.2. Nota-se, que durante a partida do motor de 75 cv a tensão vai de 622,25 V (valor de pico de 440 V) para 396,2 V, o que representa um afundamento de 36,33 % e a sua duração é de 2,208 segundos. Enquanto que para o motor de 40 cv, a tensão vai de 622,25 para 512,3 V, representando um afundamento de 17,7 %, com duração de 2,69 segundos.

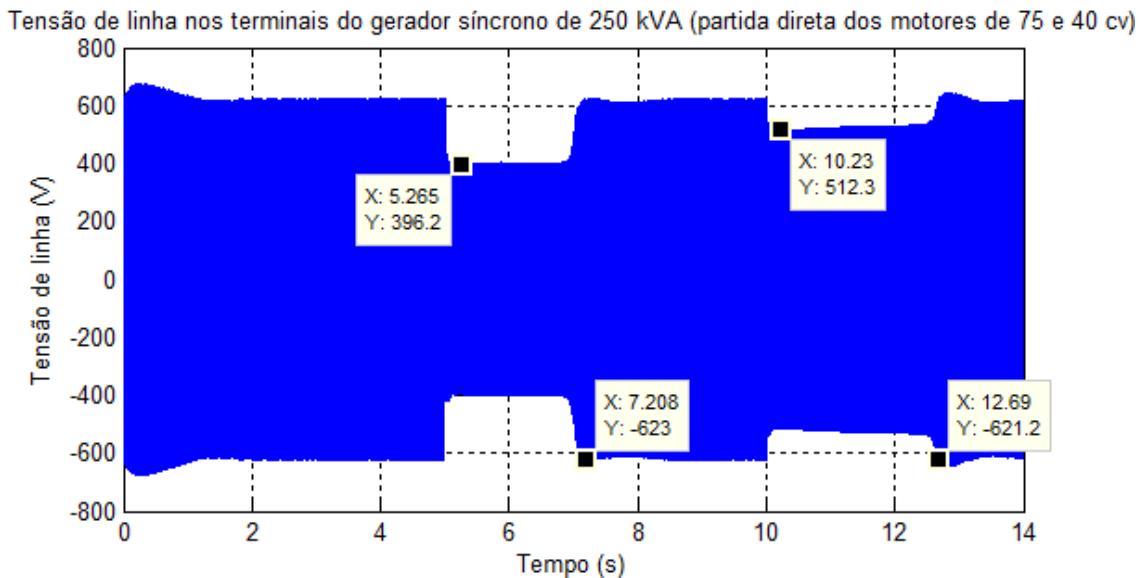


Figura 7.2 - Afundamento de tensão provocado pela partida direta dos motores de 75 e 40 cv.

Para uma melhor visualização do afundamento de tensão foi dado um zoom nos períodos de 5 a 7,5 segundos e de 10 a 13 segundos da Figura 7.2. Ele está mostrado nas Figuras 7.3 e 7.4.

Tensão de linha nos terminais do gerador síncrono de 250 kVA (partida direta dos motores de 75 e 40 cv)

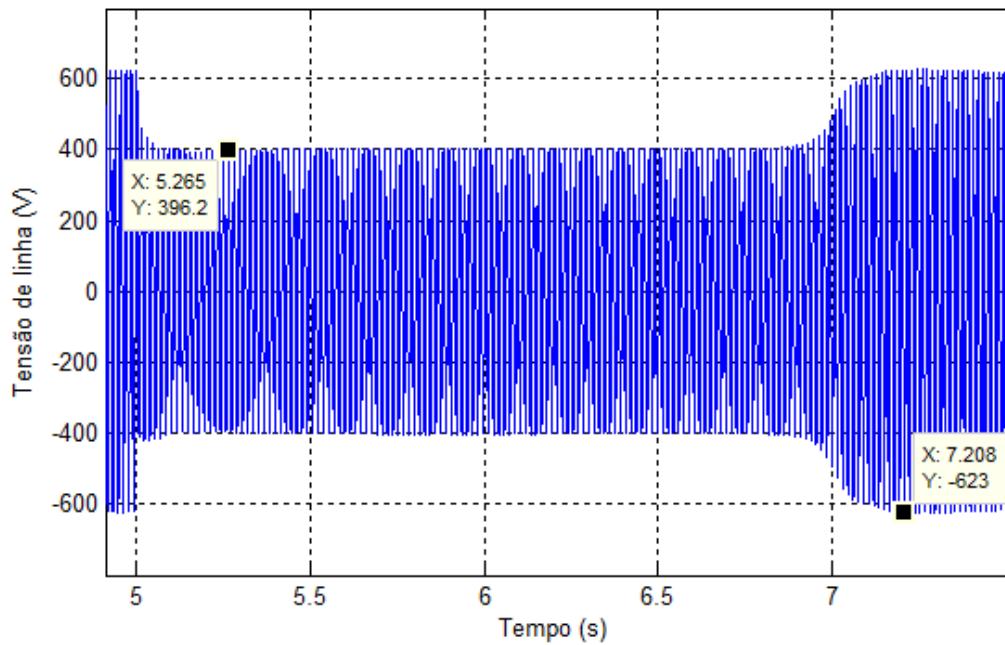


Figura 7.3 – Zoom da Figura 2.26, para o intervalo de 5 a 7,5 segundos.

Tensão de linha nos terminais do gerador síncrono de 250 kVA (partida direta dos motores de 75 e 40 cv)

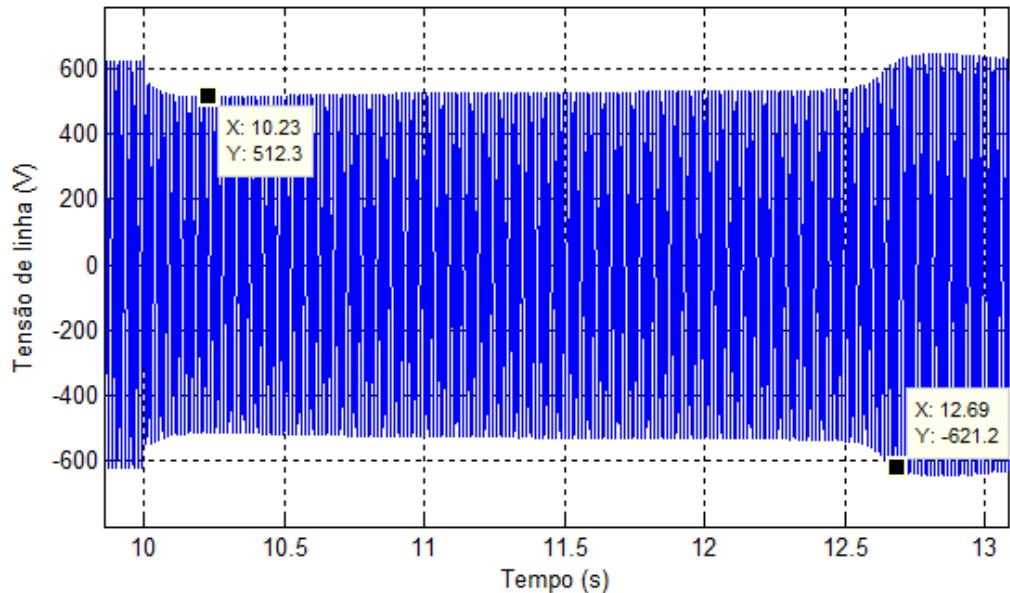


Figura 7.4 – Zoom da Figura 2.26, para o intervalo de 10 a 13 segundos.

7.3.2 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DA PARTIDA DOS MOTORES DE INDUÇÃO COM CHAVEAMENTO DOS BANCOS DE CAPACITORES

O circuito utilizado na partida dos dois motores de indução com chaveamento dos bancos de capacitores é composto pela mesma configuração do circuito anterior, apenas com a inserção de cinco bancos e capacitores ligados em delta, totalizando 295 kVAr, além dos circuitos de driver dos interruptores bidirecionais. A Figura 7.5 mostra o esquema deste circuito, o sentido da numeração dos bancos e da direita para a esquerda.

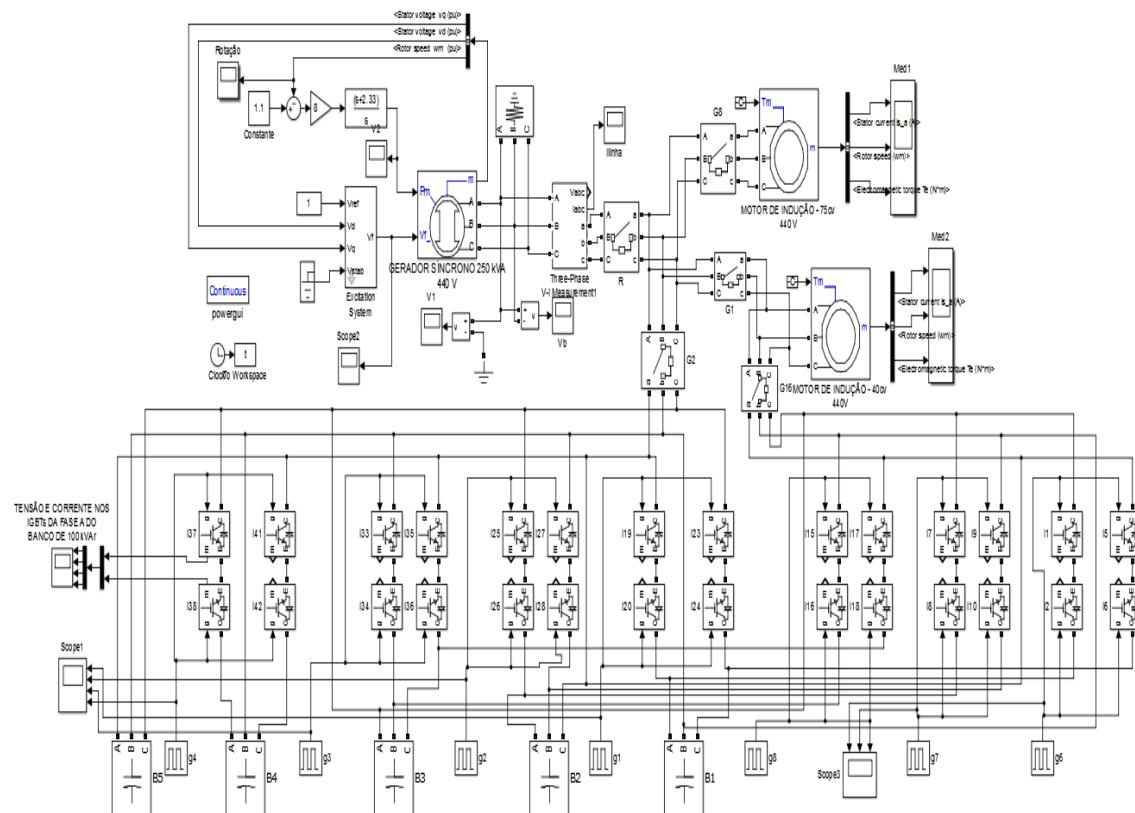


Figura 7.5 - Circuito utilizado na partida dos dois motores de indução com chaveamento dos bancos de capacitores.

Na simulação, o motor de 75 cv parte inicialmente no tempo de $T_1 = 5$ segundos, juntamente com ele é acionado os cinco bancos de capacitores. O banco B5 de valor de 25 kVAr é fixo, e os outros são retirados gradualmente nos tempos de 6,6 6,9 6,12 e 6,16 segundos, com a ordem de sequência do banco B1 para o B4. Os pulsos de disparo dos interruptores bidirecionais são apresentados na Figura 7.6.

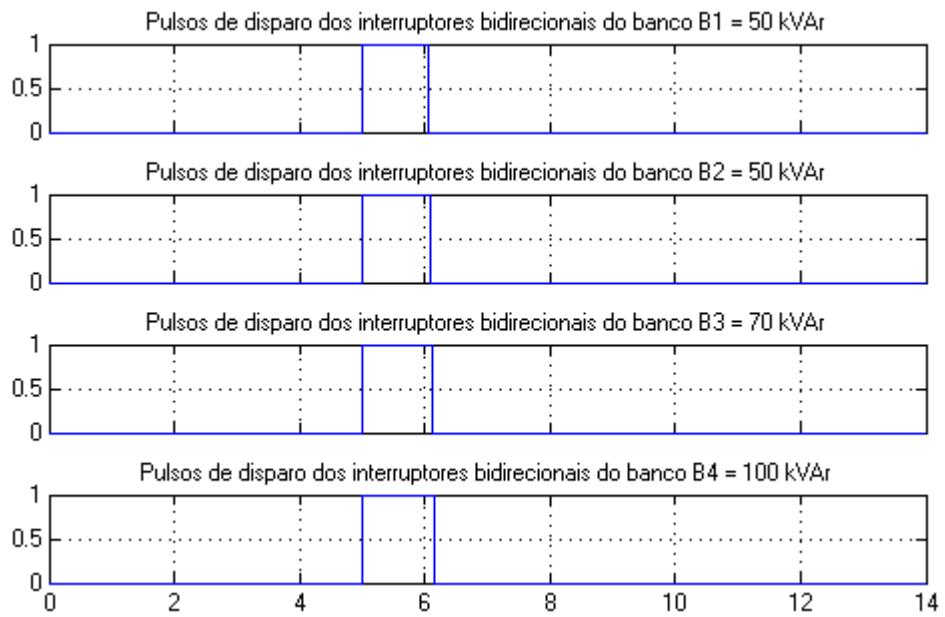


Figura 7.6 - Pulsos de disparo dos interruptores bidirecionais, na partida do motor de 75 cv.

Devido à alta capacidade de potência de cada banco, resultando em correntes com valores de até 132 A e as tensões podendo chegar aos 850 V nos transitórios, os interruptores bidirecionais foram implementados com IGBTs. A Figura 7.7 mostra o diagrama esquemático da ligação destes interruptores bidirecionais.

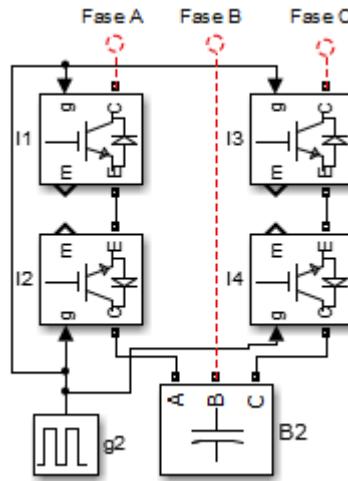


Figura 7.7 - Diagrama esquemático da ligação dos interruptores bidirecionais implementados com IGBTs.

Como o motor de 40 cv parte no tempo $T_2 = 10$ segundos, os bancos B1, B2 e B3 são acionados e retirados gradualmente nos tempos de 11,78 11,80 e 11,884 segundos. Estes pulsos estão apresentados na Figura 7.8.

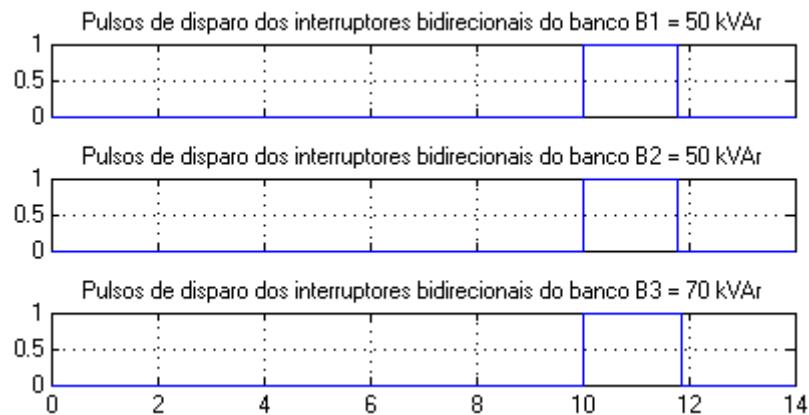


Figura 7.8 - Pulsos de disparo dos interruptores bidirecionais, na partida do motor de 40 cv.

A imagem do afundamento de tensão provocado pela partida dos motores de 75 e 40 cv com chaveamento dos bancos de capacitores é mostrada na Figura 7.9. Nota-se, que durante a partida do motor de 75 cv a tensão vai de 622,25 V para 501,2 V, o que representa um afundamento de 19,45 %. E a sua duração foi de 1,151 segundos. Enquanto que para o motor de 40 cv o afundamento foi totalmente eliminado.

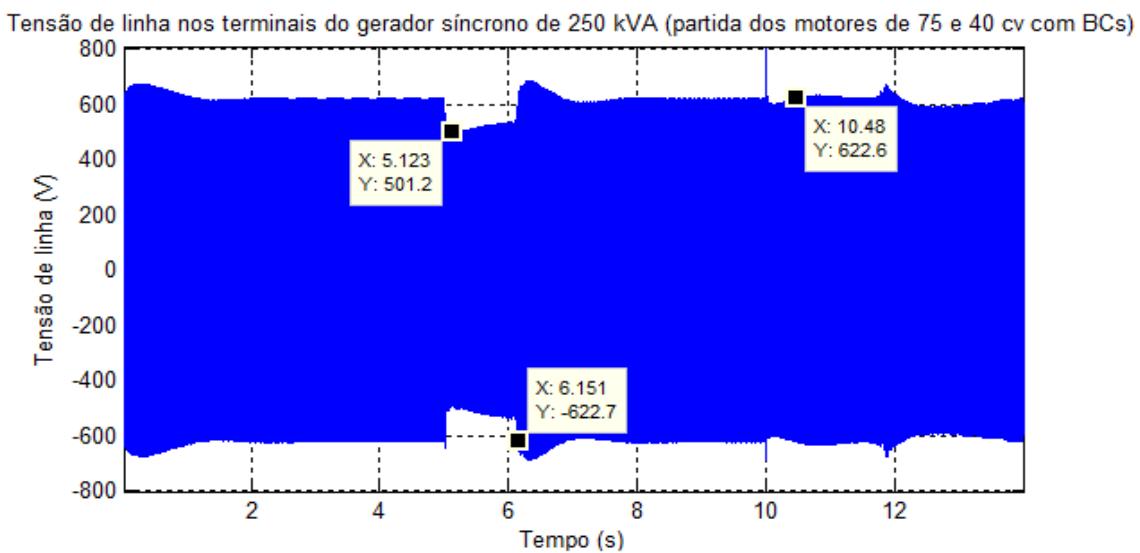


Figura 7.9 - Afundamento de tensão provocado pela partida dos motores de 75 cv e eliminação do afundamento provocado pelo motor de 40 cv.

Foi dado um zoom na imagem da Figura 7.9, nos períodos de 5 a 6,8 segundos, e de 10 a 12 segundos. Ele está mostrado nas Figuras 7.10 e 7.11.

Tensão de linha nos terminais do gerador síncrono de 250 kVA (partida dos motores de 75 e 40 cv com BCs)

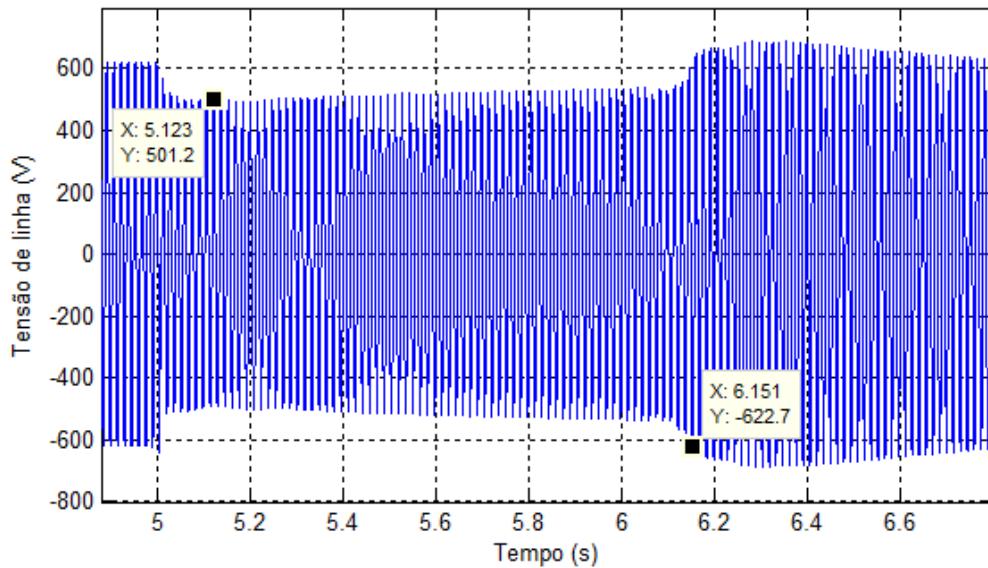


Figura 7.10 - Zoom da Figura 7.9, para o intervalo de 5 a 6,8 segundos, para a verificação da redução do afundamento.

Tensão de linha nos terminais do gerador síncrono de 250 kVA (partida dos motores de 75 e 40 cv com BCs)

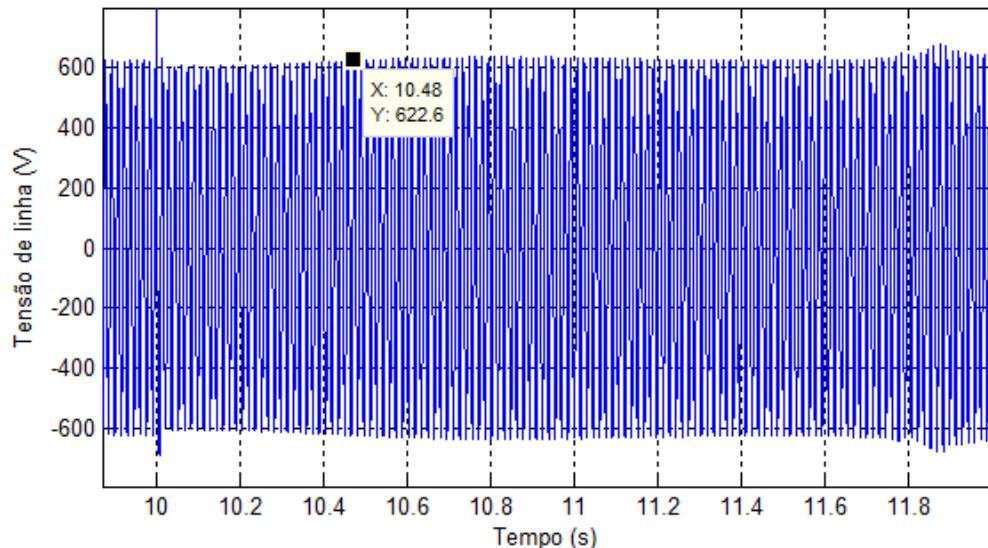
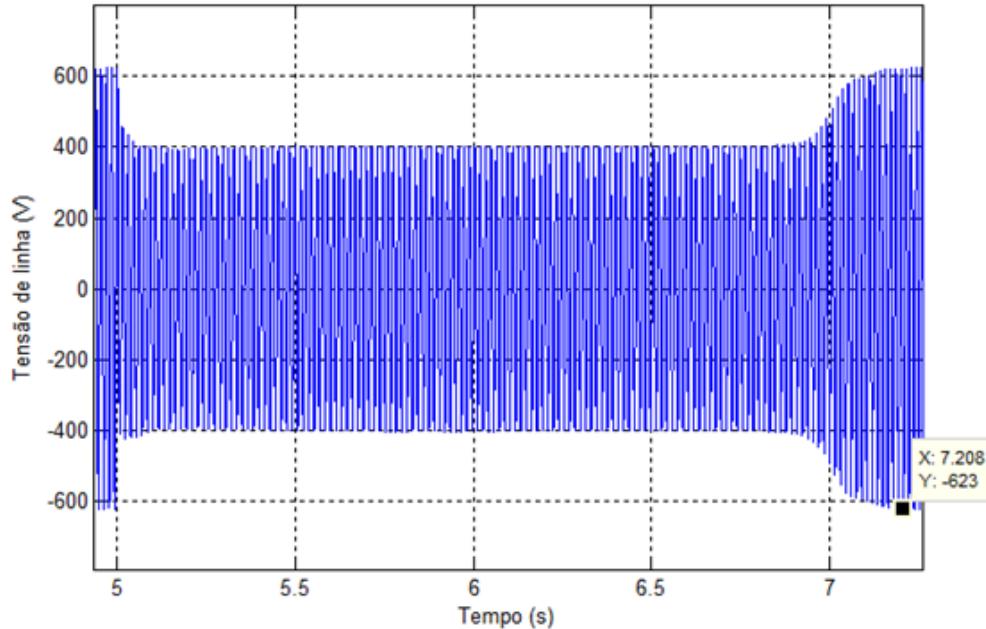


Figura 7.11 - Zoom da Figura 7.9, para o intervalo de 10 a 12 segundos, para a verificação da eliminação do afundamento de tensão na partida do motor de 40 cv.

7.3.3 COMPARAÇÃO ENTRE OS RESULTADOS ENCONTRADOS

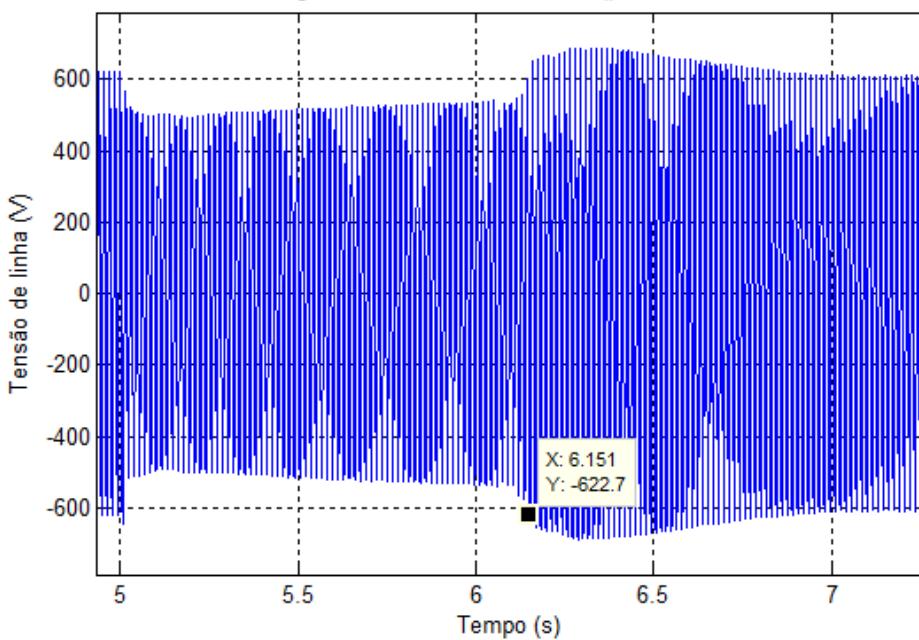
As imagens das Figuras 7.12 e 7.13, mostram as comparações gráficas entre a partida dos motores de 75 e 40 cv, diretamente e com chaveamento dos bancos de capacitores.

Tensão de linha nos terminais do gerador síncrono de 250 kVA (partida direta dos motores de 75 e 40 cv)



(a)

Tensão de linha nos terminais do gerador síncrono de 250 kVA (partida dos motores de 75 e 40 cv com BCs)

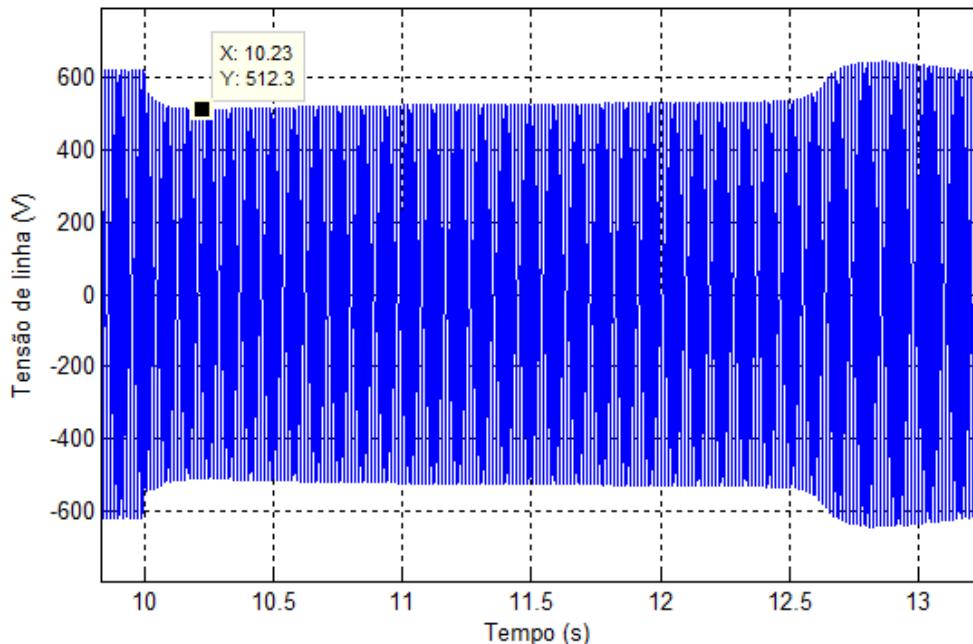


(b)

Figura 7.12 - Comparação na partida do motor de 75 cv; (a) Partida direta; (b) Com chaveamento dos bancos de capacitores.

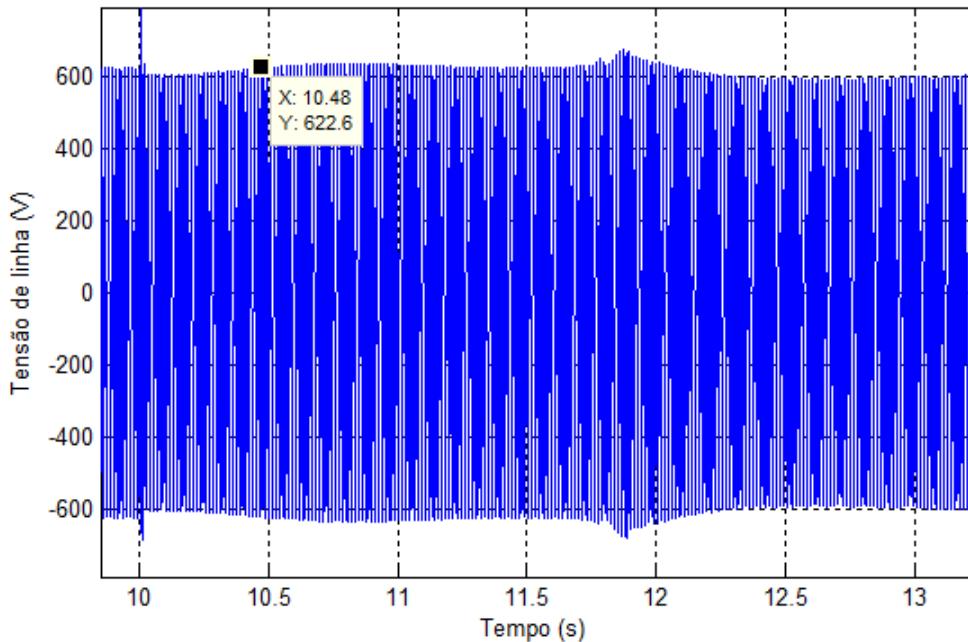
Na Figura 7.12, verifica-se que na partida do motor de 75 cv, diretamente e com chaveamento de bancos de capacitores, o afundamento reduziu de 36,33 % para 19,45 %. E a duração do afundamento reduziu de 2,2 para 1,151 segundos.

Tensão de linha nos terminais do gerador síncrono de 250 kV (partida direta dos motores de 75 e 40 cv)



(a)

Tensão de linha nos terminais do gerador síncrono de 250 kVA (partida dos motores de 75 e 40 cv com BC)



(b)

Figura 7.13 - Comparaçao na partida do motor de 40 cv; (a) Partida direta; (b) Com chaveamento dos bancos de capacitores.

Enquanto que a Figura 7.13 apresenta as imagens da partida do motor de 40 cv, diretamente e com chaveamento de bancos de capacitores. O afundamento passou de 17,7 %, com duração de 2,69 segundos, para zero.

Assim, verifica-se que a proposta estudada neste trabalho também pode ser aplicada em geradores síncronos de grupos diesel maiores. Podendo fornecer melhores resultados no que tange a amplitude e duração do afundamento de tensão.

7.4 ESPECIFICAÇÕES DE GRUPOS DIESEL SEGUNDO OS FABRICANTES

É importante comparar os resultados obtidos no item 7.3.2 (onde o gerador de 250 kVA conseguiu partir os motores de 75 e 40 cv de forma satisfatória, com o auxílio do chaveamento de bancos de capacitores), com os valores de potência dos geradores síncronos que os programas computacionais dos fabricantes especificam. Afim de verificar se há viabilidade técnica e econômica da aplicação prática da proposta de chavear os bancos.

Os programas que dimensionam grupos diesel para atender cargas constituídas principalmente por motores, dimensionam o gerador síncrono em função da potência aparente demandada pelo motor durante a partida. Assim pode ocorrer o superdimensionamento do grupo diesel apenas para atender a potência transitória de partida.

Entretanto, quando as cargas motoras passam para o regime permanente de funcionamento, o carregamento do grupo diesel pode ser baixo, menor que 30 %. O que leva os programas de dimensionamentos dos fabricantes de grupos diesel a advertirem que a operação de longo prazo pode causar consumo excessivo de óleo, além de diminuir a vida útil dos motores a diesel, desaconselhando sua utilização e notificando perda de garantia.

Tais fatos geram um impasse técnico, o que pode ser resolvido pela aplicação da proposta do chaveamento dos bancos de capacitores. Assim será feito um dimensionamento de um grupo diesel utilizando os programas Specsizer (CATERPILLAR, 2015) e o Gensize (CUMMINS, Power Suite, 2015). Para suprirem energeticamente os motores de 75 e 40 cv.

7.4.1 DIMENSIONAMENTO DO GRUPO GERADOR SEGUNDO O PROGRAMA SPECSIZER

Para um dimensionamento que possa ser comparado com a proposta estudada no item 7.3.3, onde o afundamento de tensão era de 19,45 % para o motor de 75 cv, e zero para o motor de 45 cv. No programa Specsizer foi selecionado para os motores de 75 e 40 cv os valores de 20 e 5 % na opção de afundamento de tensão permitido na partida e o valor de 3% para a queda de frequência permitida na partida de ambos motores. O regulador de tensão selecionado para o gerador foi escolhido como a melhor opção disponível no programa. A Figura 7.14 apresenta a imagem do relatório com os dados de especificação do grupo diesel, e as etapas de carga transitória e de funcionamento final.

CATERPILLAR		Relatório de tamanho do projeto		Lista de preços: LACD
Data modificada	4-fev-2015	Alimentação elétrica	60 Hz 440/254 V	
Nome do cliente	Fernando Silva	Conexão	STAR	
Nome/Núm. de ref. do projeto	Teste 01	Temperatura máx. do ambiente	77,0 F	
Preparado por	Fernando Silva	Altitude	500,0 Pés. A.S.L	
Carregar resumo da análise				
Etapa de carga transitória	721,0 SkVA	251,3 SkW		
Carga transitória de pico	721,0 SkVA	251,3 SkW		
Carga de funcionamento final	103,1 kVA	91,7 kW	0,89 PF	
Carga não linear de função de cotação	0,0 RKVA	91,7 kW		
Funcionamento máx.	103,1 kVA			
Grupo gerador				
Modelo do grupo gerador	(1) of 3512	Classificação da placa de identificação	890,0 kW / 1.112,0 kVA	
Regulador de tensão e utilização característica	CDVR, 2:1 inclinação 512DR7D	Saída do local	890,0 kW / 1.112,0 kVA	
Combustível	Diesel	Tipo de classificação	Continuo	
Peso seco	0,0 lbs			
Comprimento / Largura / Altura	198,8pol / 77,8pol / 93,2pol			
Metodologia de Dimensionamento	Convenional			

Figura 7.14 - Relatório com os dados de especificação do grupo diesel, e as etapas de carga transitória e de funcionamento final.

Da Figura 6.38 nota-se que foi atribuído as potências de 721 kVA e 251,3 kW para a etapa de carga transitória (partida do motor de 75 cv) e 103,1 kVA e 91,7 kW para o funcionamento máximo em regime permanente, o que levou à especificação de um grupo de diesel 890 kW/1112 kVA. Mas o programa advertiu que a capacidade do grupo gerador foi de 10,3 %, sendo que a capacidade nunca deve ser inferior a 30 %. Algo que compromete as regras de auditoria do fabricante. A Figura 7.15 apresenta estes resultados.

CARREGAR RESUMO DA ANÁLISE

Etapa máxima		Pico máximo		Funcionamento final		Não linear máximo		Funcionamento máximo	
SKVA	SKW	SKVA	SKW	kVA	kW	SKVA	RkVA	kVA	kW
721,0	251,3	721,0	251,3	103,1	91,7	0,0	0,0	103,1	91,7
				PF	0,89	TKVA		103,1	

Porcentagem de capacidade de classificação usada do grupo gerador (EkW): 10,3 %



Advertência: A capacidade nunca deve ser inferior a 30%

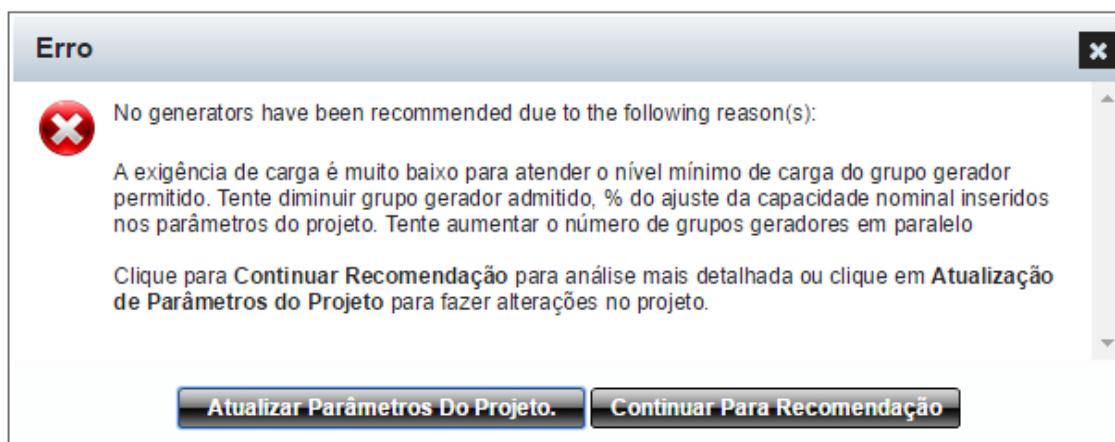
Figura 7.15 - Resumo da análise do carregamento do grupo gerador.

Assim, pelos resultados obtidos no programa Specsizer, verifica-se que houve um impasse técnico na especificação de um grupo gerador, para suprir os dois motores, com as características de afundamento especificados.

7.4.2 DIMENSIONAMENTO DO GRUPO GERADOR SEGUNDO O PROGRAMA GENSIZE

Para o programa Gensize, foi selecionado na opção de afundamento de tensão permitido na partida, o valor de 20 % para os motores de 75 cv e de 40 cv, enquanto que para a queda de frequência permitida na partida este valor foi 3%. Para este programa não há a opção de escolha de regulador de tensão.

Quando foi informado ao programa para gerar o resultado de um possível grupo gerador especificado, o mesmo mostrou uma mensagem de erro. Afirmando que nenhum gerador tem sido recomendado devido algumas razões, dentre elas o baixo carregamento, que não atende o nível mínimo de carga do grupo gerador. A Figura 7.16 apresenta esta informação.



A Figura 7.16 - Mensagem de erro na especificação do grupo gerador.

Entretanto, o programa gerou os dados do relatório resumido das cargas e das etapas. A Figura 7.17 apresenta os dados da lista de resumo das cargas (motores de 75 e 40 cv), nota-se que os valores para etapa de carga transitória são de 555 kVA e 233,1 kW, enquanto que os valores para o funcionamento máximo em regime permanente são de 107,6 kVA e 92,8 kW.

Step No.	Load Name	Quantity	Running		Starting		Peak		Dip Limits, %		VTHD% Limit
			kW	kVA	kW	kVA	kW	kVA	Vdip	Fdip	
Step01	Motor de indução 75cv	1	60.0	68.97	233.1	555.0	None	None	20.0	3.0	0.0
	Step Summary		60.0	69.0	233.0	555.0	None	None	20.0	3.0	0.0
Step02	Motor de indução 40 cv	1	32.79	38.58	159.8	340.0	None	None	20.0	3.0	0.0
	Step Summary		33.0	39.0	160.0	340.0	None	None	20.0	3.0	0.0
Project Summary			Running		Max Starting		Cumulative Step		Cumulative Peak		Project VTHD% Limit
			kW	kVA	kW	kVA	kW	kVA	kW	kVA	
			92.8	107.6	233.1	555.0	233.1	555.0	0.0	0.0	0.0

Figura 7.17 - Dados da lista de resumo das cargas.

Os resultados obtidos no programa Gensize mostram que devido ao baixo carregamento do gerador em regime permanente não é possível especificar um grupo gerador para este caso específico. Pois o funcionamento em longo prazo compromete a vida útil do motor a diesel.

7.5 CONCLUSÕES

Conforme o item 7.3.3 nota-se que houve uma melhora significativa no valor do afundamento de tensão e que a proposta também pode ser aplicada para grupos geradores. Pois se conseguiu uma redução de quase 19 % na amplitude e 1,54 s no afundamento de tensão causado pela partida direta do motor de 75 cv e para o de 40 cv a compensação foi total, levando o afundamento a zero.

Em relação ao dimensionamento feito pelos programas computacionais dos fabricantes de grupos geradores para suprirem energeticamente os motores de 75 e 40 cv, constata-se que não é possível especificar um grupo gerador que consiga partir os motores e trabalhar em regime nominal com 1/3 do carregamento para as características de afundamento especificado. Assim, conclui-se que esta proposta possa resolver o impasse no dimensionamento de grupos geradores que iram suprir cargas compostas exclusivamente por motores.

CAPÍTULO VIII

CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou um estudo que possibilita atenuar o afundamento de tensão em geradores síncronos isolados, quando estes suprem cargas motoras. Ele baseia no chaveamento controlado de capacitores no momento da partida direta de motores de indução.

Para poder realizar tal estudo na prática, foi necessário construir um regulador de tensão, dispositivo fundamental para controlar a tensão terminal do gerador síncrono durante os transitórios ocorridos, provenientes da partida direta do motor de indução e o chaveamento dos bancos de capacitores.

Para a verificação experimental da proposta aqui defendida, também exigiu a construção do circuito de controle que gera os pulsos de disparo, das placas que alojam os circuitos de entrada de sinais destes pulsos com o circuito de potência, e de um barramento para a conexão dos bancos de capacitores e dos interruptores bidirecionais.

Por meio de uma descrição teórica sobre geradores síncronos e motores de indução foi possível realizar os ensaios, que forneceram todos os dados necessários para realizar as simulações computacionais.

Com os resultados destas simulações, obteve os valores de ajuste dos pulsos de disparo dos interruptores bidirecionais, que chavearam os bancos de capacitores nos experimentos práticos, e destes obter os resultados experimentais para um gerador síncrono de 2 kVA fornecendo potência a um motor de indução de 2cv. Assim foi possível comparar o resultados obtidos nas simulações computacionais com o resultados experimentais e verificar que as melhorias encontradas validam a proposta defendida neste trabalho.

Também foi aplicada esta mesma proposta por meio de simulação computacional, para um gerador de 250 kVA de um grupo diesel, que alimentava um conjunto de cargas compostas pelos motores de 75 e 40 cv. Foi verificado que o afundamento de tensão

proveniente da partida direta de ambos os motores foi reduzido em amplitude e período de permanência. Sendo que para o motor de 40 cv este distúrbio foi anulado.

Neste contexto era preciso comparar a aplicação da proposta para o gerador de 250 kVA, com os valores de grupo diesel que os programas computacionais dimensionariam para alimentar estes mesmos motores de 75 e 40 cv com a mesmas condições de partida. E diante dos resultados, verificou-se que para um sistema onde a carga principal seja composta por motores de indução, dificilmente os programas computacionais de dimensionamento de grupos geradores conseguiram especificar um grupo, que contemple o suprimento de potência transitória durante a partida dos motores e em regime permanente o valor do carregamento seja maior do 30 %.

Assim, conforme as análises gráficas do capítulo VI, fica evidente que a proposta apresentada neste trabalho pode ser aplicável para resolver o problema do dimensionamento dos grupos diesel, diante das cargas motoras. E que a utilização de um controle adequado do sistema de excitação e regulação do gerador síncrono, trabalhando em conjunto com a metodologia de chavear banco de capacitores pode levar a utilização de um grupo gerador menor, trazendo muitas vantagens, conforme foi citado neste trabalho.

Como sugestões para futuros trabalhos:

- Estudo do comportamento do regulador de tensão implementado sendo alimentado por um PMG (“Permanent Magnet Generator”) excitação rotativa, pois esta é a uma das forma mais usuais encontradas em grupos diesel, e verificar os resultados do afundamento de tensão durante a partida direta de motores de indução e com a compensação por chaveamento de bancos de capacitores.
- Fazer um estudo de viabilidade econômica da aplicação do chaveamento de bancos de capacitores, levantando os custos dos bancos e dos interruptores bidirecionais utilizados, comparando com o preço dos equipamentos utilizados em outros métodos de partida.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABNT, Associação Brasileira de Normas Técnicas. *ABNT NBR 5383-1:2002 Máquinas Elétricas Girantes Parte 1: Motores de Indução Trifásicos – Ensaios*. Avenida Treze de Maio, 13 - 28º andar 2003-900 - Rio de Janeiro – RJ: ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas, 2002.

ALTINO, L. M. Máquinas Síncronas - Teoria e aplicações. Recife: Universitária UFPE, 1984.

ANDERSON, P., & FOUAD, A. Power System Control and Stability. Piscataway, N.J.: IEEE Press; Wiley-Interscience, 2003.

ANDRITZ. Turbo generators Best quality for thermal power plants. Disponível em: <<http://atl.g.andritz.com/c/com2011/00/02/68/26871/1/1/0/193905494/turbo-generator-en.pdf>>. Acesso em: 02 janeiro 2015.

BARBI, I. Eletrônica de Potência. Florianópolis: Editora do Autor, 2005.

CARVALHO, D. P. Monitoramento wireless de eficiência e condição de operação de motores de indução trifásicos. Dissertação de Mestrado. UFU, Uberlândia, MG, dezembro de 2010.

CARVALHO, E. F. Análise da partida de motores de indução em sistemas isolados de geração síncrona. Dissertação de Mestrado. UFU, Uberlândia, MG, novembro de 2012.

CATERPILLAR. Electric Power SpecSizer - Simple sizing for generator sets. Disponível em: CATERPILLAR: <<https://specssizer.cat.com/>>. Acesso em: 04 fevereiro 2015.

CHAPMAN, S. J. Electric Machinery Fundamentals. Melbourne: McGraw-Hill, 2005.

CUMMINS. Cummins Power Generation - Engenharia de Aplicações - Manual de aplicações para Grupos Geradores arrefecidos a água. Disponível em: <http://www.cumminspower.com.br/bib_engenharia.asp>. Acesso em: 26 janeiro 2015.

CUMMINS. Power Suite. Disponível em:
<<https://powersuite.cummins.com/PSWEB/login.action>>. Acesso em: 04 fevereiro 2015.

DANTAS, F. D. Regulador de Tensão em Corrente Alternada, com Elevado Fator de Potência e Controle Digital Utilizando Dispositivo FPGA. Tese de Doutorado. UNESP, Ilha Solteira, SP, fevereiro de 2006.

DAPKUS, D. A. DT94-5A - International Rectifier - USING MOS-GATED POWER TRANSISTOR IN AC SWITCH. Disponível em: <www.irf.com/technical-info/designtp/dt94-5.pdf>. Acesso em: 19 dezembro 2014.

DEL TORO, V. Fundamentos de máquinas elétricas. Tradução por Onofre de Andrade Martins. Rio de Janeiro: LTC, 1999.

FAJONI, F. C. Estudo sobre Determinação de Parâmetros Elétricos de Geradores Síncronos de Polos Salientes. Dissertação de Mestrado. UNICAMP, Campinas, SP, agosto de 2010.

FITZGERALD, A. E. Máquinas Elétricas. Porto Alegre: Bookman, 2006.

GUIMARÃES, G. C. Apostila do Curso de Dinâmica de Sistemas Elétricos, Parte I. Modelagem de uma Máquina Síncrona e seus Controles para Estudos de Estabilidade Transitória. UFU, Uberlândia, MG, 2008.

IEC60034-4. Methods for determining synchronous machine quantities from tests. Geneva, 1985.

IEEE. IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators. 345 E. 47 St, New York, NY, USA: IEEE Std. 112, 1996.

JORDÃO, R. G. Máquinas Síncronas. São Paulo: Editora da Universidade de São Paulo, (1980).

LAIBLE, T. (1952). "Les réactances et autres constantes de la machine synchrone".
Fonte: INDUCOR ELECTRICAL TESTING GROUP. Disponível em:

<<http://www.inducor.com.ar/academicos/calculo-de-maquinas-electricas/maquinas-electricas-apendice20.html>>. Acesso em: 17 janeiro 2015.

NEMA. National Electrical Manufacturers Association. Motors and Generators. 1300 North 17th Street, Suite 1752. Rosslyn, VA 22209, Washington, USA, 2011.

NOVUS. Módulos de Potência e SSR. Fonte: NOVUS. Disponível em: <http://www.novus.com.br/site/default.asp?TroncoID=621808&SecaoID=905051&SubSecaoID=0&Template=../catalogos/layout_produto.asp&ProdutoID=519490>. Acesso em: 08 fevereiro 2015.

RASHID, M. H. Eletrônica de potência: Circuitos, dispositivos e aplicações. São Paulo: Makron Books, 1999.

SANTOS, S. P. DISTÚRBIOS EM GERADORES SÍNCRONOS EM OPERAÇÃO ISOLADA: Afundamento de tensão, durante a partida de motores de indução. Dissertação de Mestrado. UFU, Uberlândia, MG, novembro de 2004.

WEG. Soluções para grandes aplicações. Fonte: WEG. Disponível em: <<http://www.weg.net/br/Produtos-e-Servicos/Geracao-Transmissao-e-Distribuicao-de-Energia/Geradores/Hidrogeradores>>. Acesso em: 05 fevereiro 2015.

APÊNDICE A

RELÉS DE ESTADO SÓLIDO

A.1 RELÉS DE ESTADO SÓLIDO

São dispositivos eletrônicos usados no chaveamento de cargas resistivas ou indutivas com inúmeras vantagens sobre os relés eletromecânicos convencionais. Sua vida útil de milhões de operações, a alta velocidade de manobra sem ruído elétrico, fiscamento ou desgaste mecânico e a baixa potência necessária para seu disparo, fazem dos relés de estado sólido uma perfeita opção onde o controle com alta precisão é fundamental (NOVUS, 2015).

A.2 RELÉ DE ESTADO SÓLIDO – SSR3 - TRIFÁSICO - 40 A

A figura A.1 apresenta uma foto do relé de estado sólido utilizado nos experimentos práticos. Enquanto que a Tabela A.1 apresenta as suas características de funcionamento.



Figura A.1 – Foto do relé de estado sólido utilizado nos experimentos práticos.

Tabela A.1: Características de funcionamento dos relés de estado sólido do fabricante (NOVUS, 2015).

Parâmetro	Unidade	Modelo	
		SSR3-4040	SSR3-4090
Corrente de carga (I_L)	A rms	40	90
Tensão de Chaveamento	V rms	40 a 530	40 a 530
Queda de tensão (V_{SSR})	V rms	< 1,5	< 1,5
Corrente de fuga	mA rms	< 1	< 1
Freqüência	Hz	47 a 63	47 a 63
dv/dt	V/ μ s	300	300
Tensão de controle	Vcc	3 a 32	3 a 32
Corrente de controle	mAcc	15 a 20	15 a 20
Tempo comutação	ms	<10	<10
Disparo		Cruzamento por zero	Cruzamento por zero
Isolamento	V rms	>2000	>2000
Temperatura carcaça	°C	-40 a 80	-40 a 80
Peso	g	397	431
Indicador de status		LED	LED

APÊNDICE B

B.1 CÓDIGO FONTE UTILIZADO PARA O ACIONAMENTO DO RELÉ DE ESTADO SÓLIDO MAIS OS INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS

```
#include <Bounce2.h>

#define ACTIVATE_BANK_BUTTON A0
#define START_BUTTON          A1
#define STOP_BUTTON           A2

#define TIME_1_MS 68
#define TIME_2_MS 82

Bounce startButton = Bounce();
Bounce stopButton = Bounce();
Bounce activateBank = Bounce();

int ledYellow = A5;
int ledBlue = A4;
int ledRed = A3;

#define SOLID_STATE_RELAY    7

int bank1 = 2;
int bank2 = 3;

boolean bankActivated = false;
boolean start = false;

void setup() {
    // declare the ledPin as an OUTPUT:
    pinMode(ACTIVATE_BANK_BUTTON, INPUT);
    pinMode(START_BUTTON, INPUT);
    pinMode(STOP_BUTTON, INPUT);

    activateBank.attach(ACTIVATE_BANK_BUTTON);
    activateBank.interval(20);
    stopButton.attach(STOP_BUTTON);
    stopButton.interval(20);
    startButton.attach(START_BUTTON);
    startButton.interval(20);
```

```

pinMode(ledYellow, OUTPUT);
pinMode(ledBlue, OUTPUT);
pinMode(ledRed, OUTPUT);

pinMode(bank1, OUTPUT);
pinMode(bank2, OUTPUT);

pinMode(SOLID_STATE_RELAY, OUTPUT);

digitalWrite(ledRed, HIGH);

//Desliga rele de estado solido
digitalWrite(SOLID_STATE_RELAY, LOW);

//Desliga todos os bancos
digitalWrite(bank1, HIGH);
digitalWrite(bank2, HIGH);
}

void loop() {

while(start == false)
{
    activateBank.update();
    startButton.update();

    if(activateBank.fell())
    {
        if(bankActivated == false)
        {
            bankActivated = true;
            digitalWrite(ledYellow, HIGH);

            digitalWrite(bank1, LOW);
            digitalWrite(bank2, LOW);
        }
        else
        {
            bankActivated = false;
            digitalWrite(ledYellow, LOW);

            digitalWrite(bank1, HIGH);
            digitalWrite(bank2, HIGH);
        }
    }
}
}

```

```

if(startButton.fell())
{
    if(start == false)
    {
        start = true;
        digitalWrite(ledBlue, HIGH);
        digitalWrite(ledRed, LOW);
    }
}
}

delay(50);

digitalWrite(SOLID_STATE_RELAY, HIGH);

if(bankActivated == true)
{
    delay(TIME_1_MS) ;
    digitalWrite(bank1, HIGH);

    delay(TIME_2_MS) ;
    digitalWrite(bank2, HIGH);

    bankActivated = false;

    digitalWrite(ledYellow, LOW);
}

stopButton.update();
if(stopButton.fell())
{
    if(start == true)
    {
        start = false;

        digitalWrite(SOLID_STATE_RELAY, LOW);
        digitalWrite(ledBlue, LOW);
        digitalWrite(ledRed, HIGH);
    }
    delay(100);
}
}
}

```

B.2 CONFIGURAÇÃO ESQUEMÁTICA DOS PINOS DO ARDUINO NANO

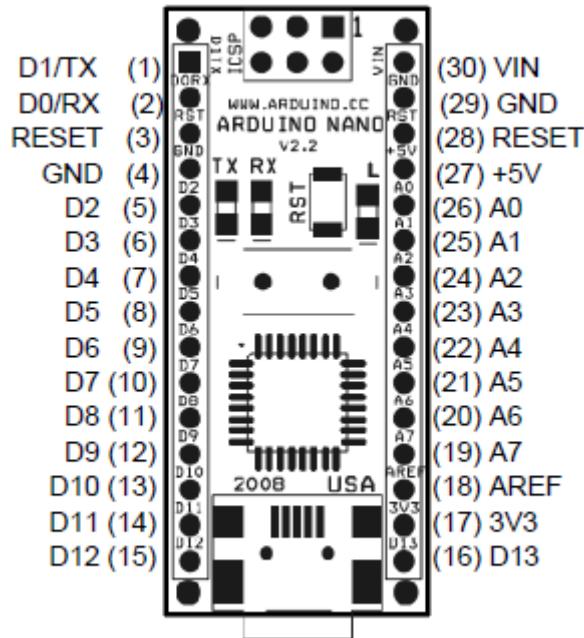


Figura B.1 – Configuração esquemática da distribuição dos pinos do Arduino Nano.

Tabela B.1: Numeração dos pinos e descrição.

Pin No.	Name	Type	Description
1-2, 5-16	D0-D13	I/O	Digital input/output port 0 to 13
3, 28	RESET	Input	Reset (active low)
4, 29	GND	PWR	Supply ground
17	3V3	Output	+3.3V output (from FTDI)
18	AREF	Input	ADC reference
19-26	A7-A0	Input	Analog input channel 0 to 7
27	+5V	Output or Input	+5V output (from on-board regulator) or +5V (input from external power supply)
30	VIN	PWR	Supply voltage

APÊNDICE C

C.1 LAYOUT DA PLACA UTILIZADA PARA ALOJAR OS INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS MAIS O CIRCUITO DE COMANDO

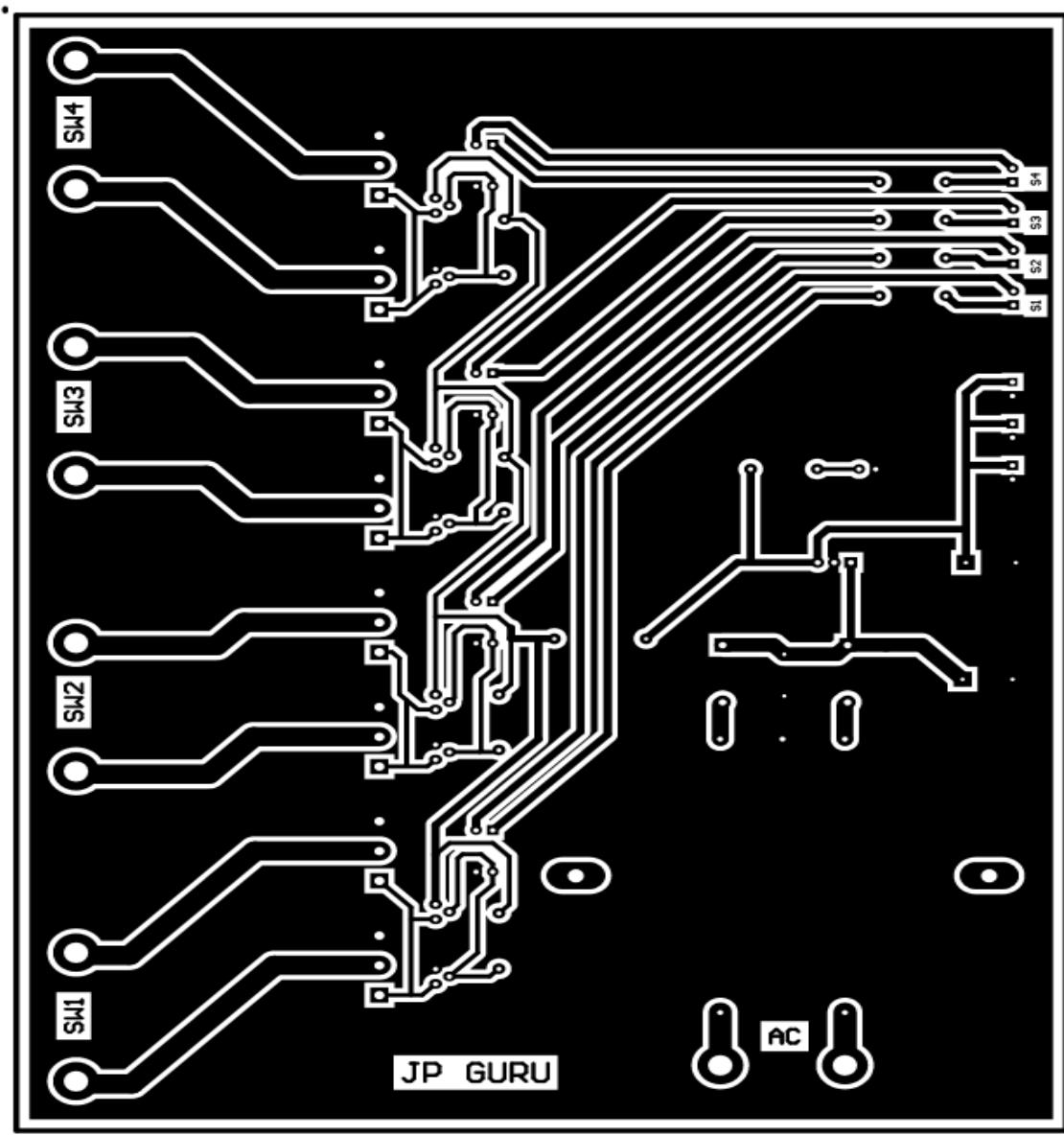


Figura C.1 - Layout da placa utilizada para alojar os interruptores bidirecionais mais o circuito de comando.