

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

UM MODELO DE PRÉ-DIMENSIONAMENTO DE
GERADORES SÍNCRONOS DE ROTOR CILÍNDRICO PARA
PEQUENAS CENTRAIS HIDRELÉTRICAS

Fábio José Garcia dos Santos

Itajubá, Julho de 2015

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

Fábio José Garcia dos Santos

**UM MODELO DE PRÉ-DIMENSIONAMENTO DE
GERADORES SÍNCRONOS DE ROTOR CILÍNDRICO PARA
PEQUENAS CENTRAIS HIDRELÉTRICAS**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para a obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Elétricos de Potência

Orientador: Prof. Dr. Edson da Costa Bortoni

**Julho de 2015
ITAJUBÁ - MG**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

FÁBIO JOSÉ GARCIA DOS SANTOS

**UM MODELO DE PRÉ-DIMENSIONAMENTO DE
GERADORES SÍNCRONOS DE ROTOR CILÍNDRICO PARA
PEQUENAS CENTRAIS HIDRELÉTRICAS**

Dissertação aprovada por banca examinadora em 16 de
Julho de 2015, conferindo ao autor o título de **Mestre em
Ciências em Engenharia Elétrica.**

Banca examinadora:

Prof. Dr. Edson da Costa Bortoni (Orientador)

Prof. Dr. Ricardo Elias Caetano

Prof. Dr. Yvo Marcelo Chiaradia Masseli

Dr. Erik Leandro Bonaldi

Itajubá 2015

DEDICATÓRIA

Dedico a todas as pessoas que contribuíram para o sucesso deste trabalho, em especial à minha esposa Adriana, minha mãe Creusa e meu pai Ariberto, pelo apoio incondicional.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por inspirar e iluminar o meu caminho,

À minha esposa Adriana pela confiança, incentivo aos estudos e amor incondicional.

Aos meus pais Ariberto e Creusa, que apesar das dificuldades sempre incentivaram meus estudos.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Edson Bortoni pela paciência, assistência e colaboração.

Ao Dr. Jorge Johnny Rocha Echeverria, pelo permanente incentivo e importante contribuição a realização deste trabalho.

A Mauro Ken Iti Uemori, por ensinar, apoiar e viabilizar os recursos necessários.

À ALSTOM, pelo incentivo ao desenvolvimento técnico e acadêmico.

A todos que direta ou indiretamente, colaboraram na execução deste trabalho.

SANTOS, F. J. G. Um modelo de pré-dimensionamento de geradores síncronos de rotor cilíndrico para Pequenas Centrais Hidrelétricas 2015. 141 f. Dissertação (Mestrado em Ciências em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2015.

RESUMO

A utilização de geradores síncronos de polos lisos em Pequenas Centrais Hidrelétricas visa auxiliar na viabilidade do empreendimento como um todo, a partir da melhora do fator de aproveitamento da máquina e das reduções de volume de matéria prima e tempo envolvido no ciclo de fabricação. Neste contexto, esta dissertação tem como objetivo desenvolver uma metodologia de cálculo analítico para pré-dimensionamento do circuito magnético de geradores de rotor cilíndrico que permita obter resultados satisfatórios de forma simples e rápida, sem o emprego de modelos em elementos finitos.

Para tanto, é apresentada uma sequência de procedimentos que permite definir o fluxo magnético na linha do entreferro e as dimensões das partes ativas do gerador. A simulação em elementos finitos da geometria obtida por meio da metodologia analítica proposta, permite avaliar a forma de onda do fluxo magnético no entreferro e observar a existência de uma convergência satisfatória de resultados.

Considerando curvas de magnetização de materiais comumente empregados em hidrogeradores, cálculos do circuito magnético para as condições em vazio, nominal e curto-circuito são realizados. Deste modo, as correntes de excitação nas respectivas condições são obtidas, permitindo a elaboração das curvas de saturação em vazio e em curto-circuito e a partir destas, o cálculo das reatâncias síncronas de eixo direto e da relação de curto-circuito. Como estudo de caso, parâmetros obtidos a partir da metodologia apresentada são comparados com dados provenientes do ensaio de comissionamento de um gerador de polos lisos em operação.

PALAVRAS-CHAVE: Gerador síncrono. Rotor cilíndrico. Cálculo Eletromagnético. Pequenas Centrais Hidrelétricas.

SANTOS, F. J. G. Um modelo de pré-dimensionamento de geradores síncronos de rotor cilíndrico para Pequenas Centrais Hidrelétricas 2015. 141 f. Dissertação (Mestrado em Ciências em Engenharia Elétrica)—Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2015.

ABSTRACT

The use of cylindrical-rotor synchronous generators in small hydro power plants aims to assist the project viability as a whole, due to utilization factor improvement, reductions of raw material volume and optimization of the time involved in the manufacturing cycle. In this context, this dissertation intends develop an analytical calculation methodology for preliminary design of magnetic circuit capable of provide satisfactory results of a quick and simple way, without use of finite element models.

For that, it is presented a procedures sequence that allows define the magnetic flux in the air gap line and the preliminary dimensions of the generator's active part. The finite elements simulation, assuming the generator's dimensions from the proposed analytical model, allow assess the magnetic flux waveform in the air gap line and observe a satisfactory convergence of results.

Taking into consideration the magnetization curves of materials commonly used at hydrogenerators, the magnetic circuit's calculation for no load, rated and full load conditions are performed. Thus, excitation currents in the respective conditions are obtained, allowing draw the characteristic saturation curves and calculate the direct-axis synchronous reactances and the short-circuit ratio. As case study, parameters derived from the proposed methodology are compared with data measured during the commissioning tests of a cylindrical-rotor generator in operation.

KEYWORDS: Synchronous generator. Cylindrical rotor. Electrical calculation. Small Hydro power plants.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Motor elétrico oscilante de Henry, 1931	24
Figura 2– Protótipo de Haselwander	26
Figura 3– Primeiro gerador trifásico de C.E.L. Brown e detalhes da isolação de papel	26
Figura 4– Componentes do circuito ativo do gerador	32
Figura 5– Condutor em movimento dentro de um campo magnético	33
Figura 6– Representação gráfica axial do gerador	33
Figura 7– Representação gráfica do entreferro, passo polar e diâmetro interno do estator	34
Figura 8 - Coeficiente de utilização elétrico de geradores síncronos	38
Figura 9–Distribuição da densidade de fluxo magnético de geradores síncronos de polos lisos	39
Figura 10 – Vista em planta com as principais variáveis dimensionais do núcleo do estator..	43
Figura 11 – Vista em corte com as principais variáveis dimensionais do núcleo do estator....	43
Figura 12–Distribuição típica de um enrolamento estatórico do tipo imbricado	47
Figura 13– Ranhura típica do estator.....	50
Figura 14–Área da coroa do núcleo estatórico empregada no cálculo da densidade de fluxo .	52
Figura 15–Fator relativo de amplitude para diferentes tipos de máquinas de corrente alternada	54
Figura 16–Distribuição típica da densidade de fluxo no entreferro sobre um passo de ranhura	55
Figura 17 – Vista em planta com as principais variáveis dimensionais do rotor	56
Figura 18 – Corte com as principais variáveis dimensionais do rotor	57
Figura 19– Ranhura típica do rotor.....	60
Figura 20– Estrutura de um condutor alocado em uma ranhura.....	62
Figura 21– Representação planificada da estrutura de um condutor alocado em uma ranhura	63
Figura 22– Força Magnetomotriz de um condutor	63
Figura 23– Força Magnetomotriz de um polo	72
Figura 24 – Representação gráfica da identidade distributiva.....	73
Figura 25 –Representação gráfica da curva característica do gerador	80
Figura 26 – Circuito equivalente de um gerador síncrono de polos lisos	81
Figura 27 – Força magnetomotriz $FV_c(\gamma)$ de uma série de bobinas de passo encurtado	83
Figura 28 –Força magnetomotriz $FV_c(\gamma)$ de uma série de bobinas de passo pleno.....	85
Figura 29 –Força magnetomotriz $FV_g(\gamma)$ de um grupo de bobinas de passo pleno.....	85

Figura 30 – Representação das componentes da reatância de dispersão do estator	91
Figura 31 – Diagrama fasorial da máquina síncrona.....	91
Figura 32 – Representação fluxo de dispersão de ranhura	93
Figura 33 – Fatores de correção da permeância magnética, aplicáveis a enrolamentos de dupla camada.....	96
Figura 34 – Representação do enrolamento estatórico.....	97
Figura 35 – Representação do fluxo de dispersão na abertura da ranhura	98
Figura 36 – Representação da cabeça de uma bobina de múltiplas espiras com transposição natural.....	100
Figura 37 – Força Magnetomotriz de uma bobina	103
Figura 38 – Força Magnetomotriz do conjunto de polos contidos em uma máquina virtual .	104
Figura 39 – Densidade de Fluxo Magnético sobre a linha do entreferro	104
Figura 40 – Forma de onda da tensão terminal do gerador	105
Figura 41 – Fator de desvio de forma de onda de tensão terminal do gerador.....	106
Figura 42 – Amplitude das harmônicas da tensão fase-neutro do gerador.....	108
Figura 43 – Amplitude das harmônicas da tensão fase-fase do gerador	108
Figura 44 – Distribuição típica da densidade de fluxo magnético no entreferro.....	109
Figura 45 – Representação do circuito magnético do gerador	110
Figura 46 – Curva de magnetização típica	112
Figura 47 – Curva Característica do Gerador.....	114
Figura 48 – Determinação da reatância síncrona e da relação de curto-circuito.....	115
Figura 49 – Força Magnetomotriz de uma bobina	119
Figura 50 – Força Magnetomotriz do polo obtida pelo FEMM	120
Figura 51 – Densidade de Fluxo Magnético [T].....	120
Figura 52 – Densidades de fluxo obtidas analiticamente e pelo método dos elementos finitos	121
Figura 54 – Circuito magnético típico de uma máquina síncrona de polos lisos	122
Figura 55 – Forma de onda de tensão entre as fases $T_1 - T_3$	128
Figura 56 – Esquema para realização do ensaio de saturação em vazio	131
Figura 57 – Esquema para realização do ensaio de saturação em curto-circuito	133
Figura 58 – Curva característica obtida a partir dos ensaios de campo.....	134

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Densidades de fluxo magnético empregadas em geradores de polos lisos.....	44
Tabela 2 – Densidades de corrente e lineares de corrente empregadas em geradores de polos lisos refrigerados a ar com enrolamentos de cobre.....	49
Tabela 3 – Limites para o TIF Balanceado.....	107
Tabela 4 – Limites para o TIF Residual	107
Tabela 5 – Tabela comparativa para os Fatores de Influência Telefônica	108
Tabela 6 – Áreas dos elementos que constituem o circuito magnético	110
Tabela 7 – Comprimento efetivo dos elementos do circuito magnético	110
Tabela 8 – Densidade de fluxo magnético nos elementos do circuito magnético, para a condição em vazio	111
Tabela 9 – Campo magnético nos elementos do circuito magnético, para a condição em vazio	112
Tabela 10 – Ampères-espiras nos elementos do circuito magnético, para a condição em vazio	113
Tabela 11 – Densidade de fluxo magnético nos elementos do circuito magnético, para a condição nominal.....	117
Tabela 12 – Campo magnético nos elementos do circuito magnético, para a condição nominal	117
Tabela 13 – Ampères-espiras nos elementos do circuito magnético, para a condição nominal	118
Tabela 14 – Dados de entrada para dimensionamento do gerador	122
Tabela 15 – Cálculo de dimensões e grandezas do gerador de polos lisos	123
Tabela 16 – Tabela comparativa entre as dimensões calculadas e efetivamente implementadas	127
Tabela 17 – Forma de onda do gerador	128
Tabela 18 – Tabela comparativa entre os Fatores de Desvio de Forma de onda de tensão em vazio	129
Tabela 19 – Fator de Influência Telefônica entre as fases T_1 e T_3	130
Tabela 20 – Tabela comparativa para os Fatores de Influência Telefônica medidos, calculados e estabelecidos pela norma IEEE Std C50.12-2005	130
Tabela 21 – Valores medidos durante o ensaio de saturação em vazio.....	132
Tabela 22 – Ensaio de saturação em curto-circuito.....	134

Tabela 23 – Tabela comparativa entre os valores calculados e medidos de X_{d_u} , X_{d_s} e RCC.
..... 135

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

IEEE	- Institute of Electrical and Electronics Engineers
ANSI	- American National Standards Institute
A.I.E.E	- American Institute of Electrical Engineers
IEC	- International Electrotechnical Commission
f.e.m	- Força eletromotriz
FMM	- Força magnetomotriz
TIF	- Fator de influência telefônica
NEMA	- National Electrical Manufacturer Association
PCH	- Pequena Central Hidrelétrica

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Área da seção perpendicular perpendicular ao fluxo magnético [m ²]
a	Área total de cobre por espira da bobina do estator [mm ²]
A_l	Densidade linear de corrente do estator [A/m]
A_{cr}	Seção transversal de cobre da espira de campo [mm ²]
A_{cs}	Seção transversal de cobre da espira do enrolamento do estator [mm ²]
A_{e_r}	Ampères-espiras por metro do rotor [Ae/m]
A_j	Sentido da corrente na ranhura [-]
a_k	Termo da Série de Fourier [-]
A_{rs}	Área total de cobre por espira da bobina do estator [mm ²]
AW_0	Ampères-espiras totais do gerador, em vazio [Ae]
AW_1	Ampères-espiras totais do gerador, na condição nominal [Ae]
AW_R	Ampères-espiras concentrados por ranhura do rotor [Ae]
AW_{ra}	Ampères-espiras de reação da armadura [Ae]
AW_{rc0}	Ampères-espiras no núcleo do polo, em vazio [Ae]
AW_{rc1}	Ampères-espiras no núcleo do polo, na condição nominal [Ae]
AW_{rt0}	Ampères-espiras no dente do rotor, em vazio [Ae]
AW_{rt1}	Ampères-espiras no dente do rotor, na condição nominal [Ae]
AW_{ry0}	Ampères-espiras na coroa do rotor, em vazio [Ae]
AW_{ry1}	Ampères-espiras na coroa do rotor, na condição nominal [Ae]
AW_{st0}	Ampères-espiras nos dentes do estator, em vazio [Ae]
AW_{st1}	Ampères-espiras nos dentes do estator, na condição nominal [Ae]
AW_{sy0}	Ampères-espiras na coroa do estator, em vazio [Ae]
AW_{sy1}	Ampères-espiras na coroa do estator, na condição nominal [Ae]
$AW_{\delta 1}$	Ampères-espiras na linha do entreferro, na condição nominal [Ae]
$AW_{\delta 0}$	Ampères-espiras na linha do entreferro, em vazio [Ae]
B	Densidade de fluxo magnético [T]
$B(h)$	Densidade de fluxo disperso em um condutor [T]
B_1	Densidade de fluxo magnético fundamental [T]
B_{avg}	Densidade média de fluxo magnético [T]
b_k	Termo da Série de Fourier [-]
B_m	Distribuição espacial de fluxo magnético no entreferro [T]
B_{max}	Densidade máxima de fluxo magnético [T]
B_{MV}	Densidade de fluxo magnético de uma máquina virtual [T]
B_o	Densidade de fluxo magnético proveniente dos polos do rotor [T]
B_{pm}	Valor médio da densidade de fluxo magnético do polo, em vazio [T]
B_{po}	Valor RMS da densidade de fluxo magnético do polo, em vazio [T]
B_{rc0}	Densidade de fluxo magnético no núcleo do polo, em vazio [T]
B_{rc1}	Densidade de fluxo magnético no núcleo do polo, na condição nominal [T]
B_{RMS}	Valor RMS da densidade máxima de fluxo magnético [T]
b_{rt}	Largura do dente do rotor [mm]
B_{rt0}	Densidade de fluxo magnético no dente do rotor, em vazio [T]
B_{rt1}	Densidade de fluxo magnético no dente do rotor, na condição nominal [T]
B_{ry0}	Densidade de fluxo magnético na coroa do rotor, em vazio [T]
B_{ry1}	Densidade de fluxo magnético na coroa do rotor, na condição nominal [T]
b_{st}	Largura do dente do estator [m]
B_{st0}	Densidade de fluxo magnético nos dentes do estator, em vazio [T]

B_{st1}	Densidade de fluxo magnético nos dentes do estator, na condição nominal [T]
B_{sy}	Densidade de fluxo da coroa do estator [T]
B_{sy0}	Densidade de fluxo magnético na coroa do estator, em vazio [T]
B_{sy1}	Densidade de fluxo magnético na coroa do estator, na condição nominal [T]
B_t	Componente transversal da densidade de fluxo relativa a reação de armadura [T]
B_δ	Densidade de fluxo no entreferro [T]
$B_{\delta1}$	Densidade de fluxo magnético na linha do entreferro, na condição nominal [T]
$B_{\delta0}$	Densidade de fluxo magnético na linha do entreferro, em vazio [T]
C	Coefficiente de aproveitamento do gerador [kVA.min/m ³]
$\cos\theta$	Fator de potência [-]
C_p	Número de par de polos de uma máquina virtual [-]
C_{rc}	Comprimento médio do caminho magnético do núcleo polar [m]
C_{rt}	Comprimento médio do caminho magnético dos dentes do rotor [m]
C_{ry}	Comprimento médio do caminho magnético do anel magnético [m]
C_{st}	Comprimento médio do caminho magnético dos dentes do estator [m]
C_{sy}	Comprimento médio do caminho magnético da coroa do estator [m]
C_δ	Comprimento médio do caminho magnético do entreferro [m]
D_b	Diâmetro interno do estator [mm]
D_e	Diâmetro externo do núcleo do estator [m]
d_{ht}	Altura adicional da ranhura do estator [mm]
d_{htr}	Altura adicional da bobina polar [mm]
d_{ic}	Espessura do verniz de isolamento da bobina [mm]
d_{icr}	Espessura do verniz isolante da espira polar [mm]
d_{mi}	Espessura da isolamento principal da bobina [mm]
D_p	Número de ranhuras de uma máquina virtual [-]
D_r	Diâmetro do rotor do gerador [m]
d_{wcr}	Espessura adicional da bobina polar [mm]
d_{wt}	Espessura adicional da ranhura do estator [mm]
e	F.e.m induzida sobre um condutor que corta o campo magnético [V]
E	Tensão induzida em uma semi-espira [V]
E_d	Força eletromotriz interna do gerador de polos lisos [%]
E_d'	Força eletromotriz interna do gerador de polos lisos [V]
e_{ff}	Tensão fase-fase [V]
e_{fn_A}	Tensão fase-neutro induzida na fase "A" [V]
$E_{m\acute{a}x}$	Amplitude máxima da onda de tensão do gerador [V]
E_{OM}	Amplitude máxima da meia onda senoidal equivalente (valor de crista) [V]
E_R	Queda de tensão sobre as resistências do enrolamento do estator [V]
e_{RMS}	Valor RMS da tensão induzida sobre o condutor [V]
e_s	Tensão induzida em uma espira alocada em duas ranhuras distintas [V]
E_σ	Queda de tensão sobre a reatância de dispersão [V]
F	Frequência [Hz]
f_{cp}	Fator de cobertura do núcleo em relação ao passo polar [-]
F_{Desvio}	Fator de desvio de forma de onda de tensão [%]
F_{eff}	Transformadas Discretas de Fourier das tensões fase-fase [-]
F_{efn}	Transformadas Discretas de Fourier das tensões fase-neutro [-]
F_{fn}	Força magnetomotriz por polo [Ae]
F_{fo}	Força magnetomotriz fundamental por polo do enrolamento de campo [Ae]
FMV	Força Magnetomotriz de uma máquina virtual [Ae]
f_{pr}	Fator de passo de ranhura do rotor [-]
f_{tr}	Relação entre a largura da ranhura e o passo polar [-]

FSE	Força Magnetomotriz de uma semi-espira [Ae]
FV	Distribuição da força magnetomotriz [Ae]
FV _A	Força magnetomotriz da fase A [A _e]
FV _B	Força magnetomotriz da fase B [A _e]
FV _c	Força magnetomotriz de uma série de bobinas [Ae]
FV _C	Força magnetomotriz da fase C [A _e]
FV _f	Força magnetomotriz do enrolamento de campo [A _e]
FV _f	Força magnetomotriz de uma fase da armadura [A _e]
FV _g	Força magnetomotriz de um grupo de bobinas de passo pleno [Ae]
FV _s	Força magnetomotriz de reação da armadura [A _e]
FV _S	Força magnetomotriz de um enrolamento trifásico [A _e]
GD ²	Efeito de inércia [tm ²]
H	Constante de inércia [kWs/kVA]
h _{cc}	Altura total de calços e contra cunhas da ranhura do estator [mm]
h _{ccr}	Espessura dos calços de ranhura do rotor [mm]
h _{cre}	Altura da cunha de ranhura do estator [mm]
h _{cr}	Altura dos condutores de cobre da bobina polar [mm]
h _{crr}	Espessura da cunha de ranhura do rotor [mm]
h _{eb}	Altura do espaçador entre bobinas do estator [mm]
H _n	Constante de inércia natural da máquina [kWs/kVA]
h _{pre}	Altura pré-ranhura do estator [mm]
h _{prr}	Distância pré-ranhura do rotor [mm]
h _r	Altura total da ranhura do rotor [mm]
H _{rc0}	Campo magnético no núcleo do polo, em vazio [Ae/m]
H _{rc1}	Campo magnético no núcleo do polo, na condição nominal [Ae/m]
h _{rt}	Altura total da bobina de campo [mm]
H _{rt0}	Campo magnético no dente do rotor, em vazio [Ae/m]
H _{rt1}	Campo magnético no dente do rotor, na condição nominal [Ae/m]
h _{ry}	Altura radial do anel magnético [m]
H _{ry0}	Campo magnético na coroa do rotor, em vazio [Ae/m]
H _{ry1}	Campo magnético na coroa do rotor, na condição nominal [Ae/m]
h _s	Altura total da ranhura do estator [mm]
h _{st}	Altura total da bobina do estator [mm]
H _{st0}	Campo magnético nos dentes do estator, em vazio [Ae/m]
H _{st1}	Campo magnético nos dentes do estator, na condição nominal [Ae/m]
h _{sy}	Altura radial da coroa do estator [mm]
H _{sy0}	Campo magnético na coroa do estator, em vazio [Ae/m]
H _{sy1}	Campo magnético na coroa do estator, na condição nominal [Ae/m]
h _y	Altura radial da cunha de fixação do núcleo a carcaça [mm]
H _{δ1}	Campo magnético na linha do entreferro, na condição nominal [Ae/m]
H _{δ0}	Campo magnético na linha do entreferro, em vazio [Ae/m]
I	Valor de pico da corrente de armadura [A]
I _A	Corrente do estator [p.u]
I _c	Corrente por circuito paralelo do estator [A]
I _{ex}	Corrente de excitação medida durante ensaio [A]
I _f	Corrente pela semi-espira alocada na ranhura [A]
I _f	Corrente de campo [A]
I _f [^]	Parcela da corrente de campo correspondente a reação da armadura [A]
I _{f0}	Corrente de excitação em vazio [A]
I _{f0} N _{er}	Ampères-espiras da ranhura do enrolamento de campo, em vazio [Ae]

I_{f1}	Parcela da corrente de campo relativa a queda de tensão sobre X_{σ} [A]
I_{FG}	Parcela da corrente de campo requisitada para excitar o entreferro [A]
I_{fn}	Corrente de excitação nominal [A]
$I_{fn}'N_{er}$	Ampères-espiras da ranhura do enrolamento de campo, na condição nominal [Ae]
I_{FS}	Parcela da corrente de campo relativa a saturação do circuito magnético [A]
I_{FSI}	Parcela da corrente de campo relativa a reação da armadura [A]
$I_{médio}$	Corrente de fase medida durante ensaio [A]
I_n	Corrente nominal do estator [A]
I_r	Corrente de campo referenciada ao estator [A]
J	Momento de inércia [tm ²]
j	Contador de ranhuras [-]
J_r	Densidade de corrente do enrolamento do rotor [A/mm ²]
J_s	Densidade de corrente do enrolamento do estator [A/mm ²]
k_c	Fator de Carter [-]
k_{crs}	Parcela do Fator de Carter relativa a ranhura do rotor [-]
k_{crv}	Parcela do Fator de Carter relativa aos dutos de ventilação do rotor [-]
k_{css}	Parcela do Fator de Carter relativa a ranhura do estator [-]
k_{csv}	Parcela do Fator de Carter relativa aos dutos de ventilação do estator [-]
k_d	Índice de distorção do campo magnético no entreferro [-]
$k_{d,f}$	Fator de distribuição do enrolamento de campo [-]
$k_{d,v}$	Fator de distribuição do enrolamento do estator [-]
$k_{e,f}$	Fator de encurtamento do enrolamento de campo [-]
$k_{e,v}$	Fator de encurtamento do enrolamento do estator [-]
k_{fe}	Fator de empilhamento do núcleo do estator [-]
k_{ff}	Fator de forma de onda
k_{Fr}	Fator de empilhamento do rotor [-]
k_M	Fator de amplitude do fluxo magnético no entreferro [-]
k_r	Fator de redução do comprimento magnético do anel magnético [-]
k_s	Fator de redução do comprimento magnético da coroa [-]
kw_1	Fator de enrolamento fundamental do enrolamento do estator [-]
$K_{w,f}$	Fator de enrolamento de campo [-]
kw_v	Fator de enrolamento do enrolamento do estator [-]
l	Comprimento ativo do condutor no campo magnético [m]
L_1	Auto-indutância do enrolamento do estator [H]
L_2	Auto-indutância do enrolamento de campo [H]
L_e	Comprimento axial total do núcleo do estator [m]
L_{ef}	Comprimento efetivo do núcleo do estator [m]
l_{er}	Comprimento médio da espira polar [m]
L_k	Indutância de dispersão de abertura de ranhura [H]
L_m	Comprimento médio de uma semi-bobina [m]
L_n	Indutância de dispersão de ranhura [H]
L_N	Indutância de dispersão de ranhura, por fase, de um enrolamento completo [H]
L_{n1}	Parcela da indutância L_n relativa a área ocupada pelas bobinas [H]
L_{n2}	Parcela da indutância L_n relativa a área ocupada por cunhas e calços de topo [H]
L_r	Comprimento axial total do rotor [m]
L_{rf}	Comprimento efetivo do núcleo do rotor [m]
L_s	Indutância de dispersão das cabeças do enrolamento [H]
L_S	Indutância de dispersão nas cabeças do enrolamento com “a” circuitos paralelos [H]
l_s	Comprimento médio aproximado da cabeça de bobina [mm]
L_{uk}	Indutância de dispersão de abertura de uma ranhura [H]

L_{un}	Indutância de dispersão de uma ranhura [H]
L_{uS}	Indutância de dispersão nas cabeças do enrolamento [H]
l_v	Altura axial do pacote de chapas entre dutos do estator [m]
l_{vr}	Altura axial do pacote de chapas entre dutos do rotor [m]
L_{δ}	Comprimento axial na linha do entreferro [m]
L_{σ}	Indutância de dispersão do estator [H]
M	Indutância mútua [H]
m	Número de fases do estator [-]
N_{br}	Número de bobinas por polo do enrolamento de campo [-]
N_b	Número de bobinas em série por fase [-]
N_{cs}	Número total de condutores em paralelo por espira da bobina do estator [-]
n_{disp}	Velocidade de disparo da turbina [rpm]
N_{eb}	Número de espiras por bobina do estator [-]
N_{er}	Número de espiras por ranhura do enrolamento de campo [-]
N_f	Número de espiras em série por fase do enrolamento do estator [-]
N_{fc}	Número de espiras em série por ranhura do enrolamento de campo [-]
N_{fr}	Número de espiras em série do enrolamento de campo [-]
N_{fp}	Número de ranhuras por polo do rotor [-]
n_n	Rotação nominal [rpm]
N_r	Número total de ranhuras do rotor [-]
N_{rw}	Número de condutores de cobre na largura da espira polar [-]
N_s	Número de ranhuras do estator [-]
N_{sh}	Número de condutores por espira, dispostos na bobina do estator [-]
N_{sw}	Número de condutores de cobre na largura da bobina do estator [-]
N_v	Número de dutos de ventilação do núcleo do estator [-]
N_{vr}	Número de dutos de ventilação do núcleo do rotor [-]
p	Número de par de polos do rotor [-]
q	Número de ranhuras por polo por fase [-]
q_r	Número de grupo de bobinas [-]
RCC	Relação de curto-circuito da máquina [p.u]
r_{cr}	Raio de curvatura do canto do condutor empregado na bobina polar [mm]
r_{cs}	Raio de curvatura do condutor de cobre empregado na bobina do estator [mm]
$rf_{-A_{(i,j)}}$	Contador de número da ranhura [-]
$rf_{-A_{(\theta,j)}}$	Sinal de sentido da corrente [-]
R_{fp}	Resistência ôhmica por bobina polar [Ω]
r_{if}	Razão entre as espiras do rotor do estator [-]
R_s	Resistência da armadura [Ω]
S	Largura de uma ranhura típica [mm]
S_n	Potência aparente nominal [kVA]
S_{rc}	Área do núcleo do polo para cálculo do circuito magnético [m ²]
S_{rt}	Área do dente do rotor para cálculo do circuito magnético [m ²]
S_{ry}	Área da coroa do rotor para cálculo do circuito magnético [m ²]
S_{st}	Área do dente do estator para cálculo do circuito magnético [m ²]
S_{sy}	Área da coroa do estator para cálculo do circuito magnético [m ²]
S_{δ}	Área da linha do entreferro para cálculo do circuito magnético [m ²]
U_{σ}	Tensão devido a reatância de dispersão [V]
τ_{α}	Constante de tempo de aceleração linear da máquina
t_f	Período da força magnetomotriz [s]
TIF_B	Fator de influência telefônica balanceado [-]
TIF_R	Fator de influência telefônica residual [-]

T_r	Torque nominal da turbina [kNm]
U_n	Tensão nominal fase-fase do gerador [V]
V_{ex}	Tensão de excitação medida durante o ensaio [V]
V_{fn}	Tensão nominal de excitação [V]
V_{max}	Velocidade periférica máxima do rotor [m/s]
$V_{médio}$	Tensão de fase medida durante o ensaio [V]
V_r	Velocidade periférica do rotor [m/s]
w_c	Largura total dos condutores de cobre da bobina estatórica [mm]
w_{cr}	Largura dos condutores de cobre da bobina polar [mm]
w_{cs}	Largura dos condutores de cobre da bobina do estator [mm]
w_{nr}	Largura do núcleo polar [m]
w_{rt}	Largura da ranhura polar [mm]
w_{st}	Largura da ranhura estatórica [m]
w_v	Altura dos dutos radiais de ventilação do núcleo estatórico [m]
w_{vr}	Altura dos dutos radiais de ventilação do rotor [m]
W_σ	Energia armazenada no campo magnético [J]
X_{d_s}	Reatância síncrona saturada [p.u]
X_{d_u}	Reatância síncrona não saturada [p.u]
x_j	Posição linear da ranhura j
X_m	Reatância de magnetização [Ω]
X_{SK}	Reatância de dispersão de abertura de ranhura [Ω]
X_{SN}	Reatância de dispersão de ranhura do enrolamento [Ω]
X_{SW}	Reatância de dispersão nas cabeças de bobina [Ω]
X_σ	Reatância de dispersão da armadura [Ω]
X_σ	Reatância de dispersão do estator [Ω]
Y_{st}	Passo encurtado do enrolamento do estator, em número de ranhuras [-]
z_n	Número de espiras dispostas na altura da ranhura [-]
Z_N	Impedância nominal da máquina
α_i	Fator de cobertura do polo [-]
δ	Entreferro nominal [mm]
η_N	Rotações por segundo [rpm/60]
Λ_k	Permeância magnética de dispersão de abertura de ranhura de dupla camada [H/cm]
Λ_n	Permeância magnética de dispersão de ranhura de enrolamento de dupla camada [H/cm]
Λ_n'	Permeância magnética de dispersão de ranhura de enrolamento de uma camada [H/cm]
Λ_{n1}	Permeância magnética de dispersão relativa a área ocupada pelas bobinas [H/cm]
Λ_{n2}	Permeância magnética de dispersão relativa a área de topo de ranhura [H/cm]
Λ_S	Permeância magnética de dispersão nas cabeças do enrolamento [H]
M	Indutância mútua [H]
μ_o	Permeabilidade magnética do ar [Wb/Am]
v	Velocidade do condutor (perpendicular ao campo) [m/s]
ρ_{co}	Resistividade do cobre [Ωm]
τ_p	Passo polar [m]
$\tau_{p\delta}$	Passo polar na linha do entreferro [m]
τ_r	Passo de ranhura do rotor [m]
τ_s	Passo de ranhura do estator [m]
Φ	Fluxo Magnético [Wb]
Φ_1	Fluxo magnético fundamental [Wb]
ω	Velocidade angular [rad/s]
ω_o	Velocidade angular da FMM [rad/s]

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1	21
1 INTRODUÇÃO	21
1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	21
1.2 MOTIVAÇÕES E OBJETIVOS	22
1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	22
CAPÍTULO 2	23
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	23
CAPÍTULO 3	32
3 DIMENSIONAMENTO ELETROMAGNÉTICO	32
3.1 COEFICIENTE DE UTILIZAÇÃO DO GERADOR	32
3.2 GRANDEZAS MAGNÉTICAS NA LINHA DO ENTREFERRO	39
3.3 GRANDEZAS MECÂNICAS DO GERADOR	41
3.4 PRÉ-DIMENSIONAMENTO DO ESTATOR	42
3.5 PRÉ-DIMENSIONAMENTO DO ENTREFERRO	52
3.5.1 Fator de Carter aplicável ao entreferro	54
3.6 PRÉ-DIMENSIONAMENTO DO ROTOR	56
CAPÍTULO 4	62
4 MODELAGEM DA TENSÃO INDUZIDA	62
4.1 FORÇA MAGNETOMOTRIZ DE UM CONDUTOR	62
CAPÍTULO 5	80
5 MODELAGEM DE CORRENTE	80
5.1 CARACTERÍSTICA EM CURTO-CIRCUITO DO GERADOR	80
5.1.1 Parcela da corrente de campo na condição de curto-circuito devido à reação da armadura	82
5.1.2 Parcela da corrente de campo na condição de curto-circuito devido à queda de tensão sobre a reatância de dispersão do estator	90
CAPÍTULO 6	102
6 SIMULAÇÃO DOS ENSAIOS	102

6.1 CÁLCULO ANALÍTICO	102
6.1.1 Força Magnetomotriz do conjunto de polos contidos em uma máquina virtual	103
6.1.2 Densidade de fluxo magnético sobre a linha do entreferro	104
6.1.3 Tensão Terminal do Gerador	105
6.1.4 Fator de Influência Telefônica.....	106
6.1.5 Característica em vazio do gerador	109
6.1.6 Curva Característica do Gerador	113
6.1.6.1 Determinação das reatâncias síncronas e Relação de curto-circuito	115
6.1.7 Corrente nominal de excitação	115
6.1.7.1 Força eletromotriz induzida pelo fluxo resultante na condição nominal.....	116
6.2 DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO NA LINHA DO ENTREFERRO PELO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS	119
6.2.1 Método dos Elementos Finitos	119
6.2.2 Comparativo entre as densidades de fluxo magnético obtidos analiticamente e pelo Método dos Elementos Finitos	121
CAPÍTULO 7	122
7 AVALIAÇÃO DA METODOLOGIA PROPOSTA.....	122
7.1 AVALIAÇÃO DO PRÉ-DIMENSIONAMENTO DO GERADOR	122
7.2 ENSAIOS DE CAMPO	127
7.2.1 Forma de Onda do Gerador	127
7.2.2 Fator de Influência Telefônica.....	129
7.2.3 Reatância Síncrona de eixo direto e Relação de Curto-Circuito	131
7.2.3.1 Saturação em vazio	131
7.2.3.2 Saturação em curto-circuito.....	132
7.2.3.3 Curva Característica do Gerador	134
CAPÍTULO 8	137
8 CONCLUSÕES	137
REFERÊNCIAS	140

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 Considerações iniciais

Pequenas Centrais Hidrelétricas são usinas de 1 a 30 MW que visam baixo custo de implantação e impacto ambiental reduzido. Para atender a este nicho de mercado, a utilização de geradores síncronos de polos lisos tem sido estudada com o intuito de otimizar custos e assim auxiliar na viabilidade deste tipo de empreendimento.

A aplicação de geradores síncronos de polos lisos em PCHs tem sido estudada com o intuito de melhorar o aproveitamento das máquinas, a partir da redução de volume de matéria prima e tempo envolvido no ciclo de fabricação. Características mecânicas influenciam na escolha da concepção adotada para o rotor do gerador, visto que máquinas de rotor cilíndrico apresentam restrições em parâmetros como efeito de inércia e diâmetro máximo admissível para o rotor do gerador [1].

Tais limitações estão relacionadas à limitação do espaço físico para inserção das ranhuras no rotor. Com isso, em Pequenas Centrais Hidrelétricas, geradores com rotor de polos lisos são comumente empregados em empreendimentos de menor porte, com rotação nominal superior a 450 rpm, onde o diâmetro externo do rotor é de aproximadamente 2400 mm.

Construtivamente o rotor possui ranhuras distribuídas em sua periferia, dentro das quais são inseridas as bobinas de campo responsáveis pela geração do fluxo magnético. Esta concepção resulta em um rotor em formato cilíndrico, com uma distribuição de temperatura uniforme no ferro e no enrolamento de campo, devido à presença de canais radiais de ventilação distribuídos ao longo do comprimento axial [2].

Em geradores de polos lisos aplicáveis a Pequenas Centrais Hidrelétricas, o anel magnético é normalmente formado por um conjunto de chapas de aço laminado empilhadas e prensadas em suas extremidades por tirantes e placas de pressão, propiciando uma melhor resistência mecânica às forças resultantes da operação em condição excepcional como a velocidade de disparo.

1.2 Motivações e Objetivos

O trabalho proposto apresenta um procedimento analítico de cálculo que permite a implementação de uma ferramenta estruturada para o pré-dimensionamento de geradores de polos lisos, sendo o mesmo motivado pela necessidade de se desenvolver uma ferramenta de cálculo simples, de baixo custo, que permita obter resultados satisfatórios de forma rápida, sem o emprego de modelos em elementos finitos.

Com este propósito, rotinas analíticas dedicadas à descrição dos campos magnéticos do rotor e do estator foram desenvolvidas, buscando um refinamento do cálculo da tensão induzida nos terminais do gerador, bem como um melhor entendimento do processo da modelagem analítica da reação da armadura.

Este trabalho busca ainda reunir documentação técnica encontrada de forma dispersa na literatura de geradores síncronos, com o intuito de fornecer informação que auxilie no estudo de máquinas síncronas aplicáveis às Pequenas Centrais Hidrelétricas.

1.3 Organização do Trabalho

O Capítulo 1 deste trabalho apresenta uma visão geral sobre a aplicação de geradores síncronos de polos lisos. A revisão bibliográfica apresentada no Capítulo 2 discute a evolução dos modelos de pré-dimensionamento de geradores síncronos. O Capítulo 3 caracteriza a metodologia de cálculo proposta para definição da geometria da máquina, cujas modelagens da tensão induzida e corrente são apresentadas nos Capítulos 4 e 5. A partir da simulação dos ensaios, são obtidos os resultados apresentados no Capítulo 6. A avaliação da metodologia de cálculo proposta é realizada no Capítulo 7, por meio de comparações com dados provenientes de testes de comissionamento de um gerador de polos lisos implementado em uma Pequena Central Hidrelétrica. Por fim, as considerações finais são discutidas no Capítulo 8.

CAPÍTULO 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Geradores síncronos são máquinas que permitem transformar a energia mecânica em energia elétrica, com elevado rendimento e uma razão constante entre a rotação nominal da máquina e a frequência das forças eletromotrizes induzidas.

Estas máquinas são projetadas de modo a formar um sistema trifásico simétrico, onde a força eletromotriz produzida apresenta uma variação no tempo praticamente senoidal [3].

Aspectos construtivos e configuração do circuito magnético são fatores que diferenciam as máquinas de polos lisos, ou de rotor cilíndrico, dos geradores de polos salientes. A aplicação de uma ou outra concepção está relacionada à rotação imposta pela máquina primária, acoplada ao eixo do gerador.

A determinação de características e parâmetros de funcionamento do gerador exige a integração de diversas teorias que, em conjunto, nos permite compreender o funcionamento do gerador. Neste âmbito, o dimensionamento eletromagnético de um gerador elétrico está fundamentado no desenvolvimento de um ramo da Física inicialmente conhecido como Eletricidade Dinâmica.

Os trabalhos de A. Volta (1800), possibilitaram que uma fonte de corrente elétrica fosse disposta de forma contínua. Experiências fundamentadas neste conhecimento conduziram H. C. Oersted (1820) à descoberta da interligação entre eletricidade e magnetismo, a partir da verificação da capacidade da corrente elétrica em produzir movimento mecânico. Este fenômeno deu origem ao termo eletromagnetismo [4].

Na seqüência deste trabalho, e apoiado nos trabalhos desenvolvidos por Faraday (1821), Barlow (1821) e Sturgeon (1828), o motor elétrico oscilante foi desenvolvido por J. Henry em 1831, como mostrado na Figura 1.

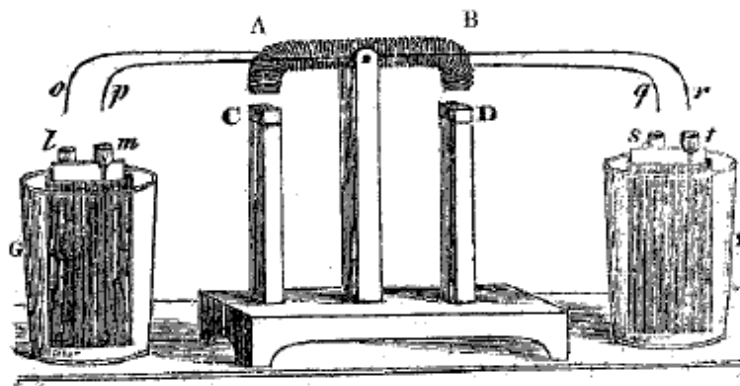


Figura 1- Motor elétrico oscilante de Henry, 1831 [5]

A análise dos experimentos empíricos sobre magnetismo e eletricidade conduzidos até então levaram M. Faraday ao desenvolvimento da Lei de Faraday em 1831. Nesta célebre publicação, o princípio de funcionamento de um gerador elétrico é apresentado ao descrever o surgimento de uma força eletromotriz alternada oriunda do movimento relativo de um condutor de cobre no interior de um campo magnético [6].

O desenvolvimento de novos experimentos nas décadas seguintes deu origem a importantes conceitos aplicados ao dimensionamento eletromagnético de máquinas elétricas de corrente alternada, como a aplicação de eletroímãs nos polos ao invés de imãs permanentes introduzida por Wheatstone em 1845 e o desenvolvimento do enrolamento induzido por Stemens em 1856. A máquina de corrente alternada proposta por Nollet em 1849 possuía campo indutor de imãs permanentes e enrolamento induzido composto por bobinas enroladas.

Neste período, a compreensão dos fenômenos eletromagnéticos associados ao funcionamento das máquinas elétricas evoluía fundamentada em teorias explicativas associadas às leis gerais de indução magneto-elétrica propostas por Neumann (1845) e Weber (1865). Posteriormente, em 1867, o gerador de corrente alternada proposto por Wilde passou a utilizar eletroímãs ao invés de imãs permanentes no campo indutor e bobinas no enrolamento induzido [5].

A base de todos os desenvolvimentos da eletrotécnica, foi definitivamente estabelecido em 1873 por James Clerk Maxwell (1831-1879), criador das equações gerais do eletromagnetismo, que sintetizam elegante e magistralmente essa área do saber. [7]

Dentre os muitos protótipos desenvolvidos em torno de 1880, encontra-se o dínamo trifásico derivado das máquinas de corrente contínua com a armadura de Thomson-Houston, onde a tensão em corrente alternada é gerada em uma armadura rotativa constituída por três bobinas com um ponto de neutro comum e transmitida aos bornes da máquina por meio de

anéis coletores. A estrutura empregada atualmente, com polos rotativos e armadura estacionária, foi estudada neste mesmo período histórico, sendo posteriormente reconhecida como um arranjo promissor por não exigir a utilização de comutadores ou anéis coletores para conduzir a energia gerada à estrutura estacionária do gerador [8].

Um gerador com o induzido composto por um sistema polifásico foi proposto inicialmente por Gramme (1877). Assim como observado nos grandes geradores síncronos atuais, esta máquina possuía polos rotativos e enrolamento induzido disposto sobre a periferia do estator, de modo a gerar um sistema polifásico de tensões. Até então, os benefícios da geração polifásica não eram conhecidos, deste modo Gramme não tirou proveito da concepção proposta neste gerador.

A relação entre o fluxo magnético criado pelos eletroímãs e a corrente que percorre seus enrolamentos foi apresentada primeiramente por Frolich (1880). Neste mesmo período Hopkinson, que se dedicou ao estudo dos circuitos magnéticos, propôs uma representação gráfica que buscava retratar a correlação existente entre a força eletromotriz e a corrente elétrica de um dínamo. A esta análise foi dado o nome de curva característica, terminologia que passou a ser empregada também nos geradores síncronos em corrente alternada.

Nas últimas décadas do século XIX o cálculo eletromagnético de geradores se fundamentava nos conceitos de força eletromotriz e relutância magnética, correlacionados pela Lei de Hopkinson e pela equação fundamental dos dínamos. Neste momento, tanto o projeto quanto o desenvolvimento dos geradores elétricos passa a ser executado por escritórios de engenharia, deixando de depender de iniciativas individuais.

Apesar da tecnologia para transmissão em corrente contínua ter surgido primeiro, por volta de 1860, com o desenvolvimento do eletrodínamo derivado de máquinas de corrente contínua, a mesma foi preterida pela transmissão em corrente alternada, cuja origem data da década de 1880. A principal vantagem observada para a tecnologia de transmissão em corrente alternada foi a possibilidade de desvincular as tensões de geração e distribuição da tensão de transmissão, por meio de transformadores elevadores, e assim transmitir a energia elétrica a maiores distâncias de modo mais eficiente.

O desenvolvimento de uma tecnologia de geradores em corrente alternada capazes de se adaptar as mais diferentes condições de operação das turbinas hidráulicas se fez necessário. Os geradores síncronos se tornaram então dominantes pela grande flexibilidade de projeto, que lhes permite abranger o vasto range de rotações nominais impostas pelas turbinas.

Uma das mais importantes personalidades envolvidas neste desenvolvimento é Friedrich August Haselwander, a quem foi dado especial reconhecimento pela significativa contribuição aos sistemas de geração em corrente alternada. O protótipo reconhecido como sendo o primeiro gerador síncrono trifásico foi construído por Haselwander em 1887, sendo a representação do mesmo apresentada na Figura 2.

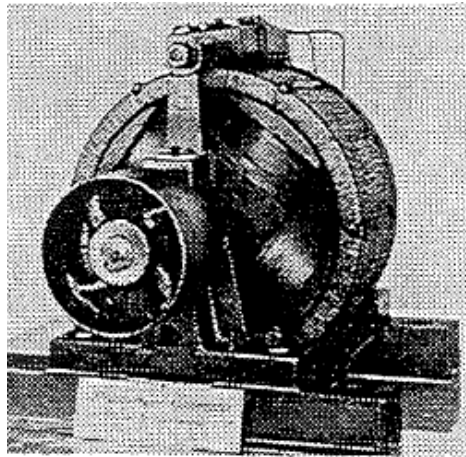


Figura 2– Protótipo de Haselwander [9]

Contudo, o desenvolvimento de geradores síncronos de corrente alternada se intensificou a partir da implementação dos sistemas de iluminação nas cidades de Cassel e Zurich (1891) [10].

Nesta época, a isolação principal fase-terra dos condutores que constituem o enrolamento estatórico era realizada por papel isolante, em modo similar ao empregado por Charles Eugene Lancelot Brown e Michael Von Dolivo-Dobrowolsky em seu primeiro gerador trifásico de 210 kW, 150 rpm, 40 Hz e 95 V, apresentado na Figura 3 [9].

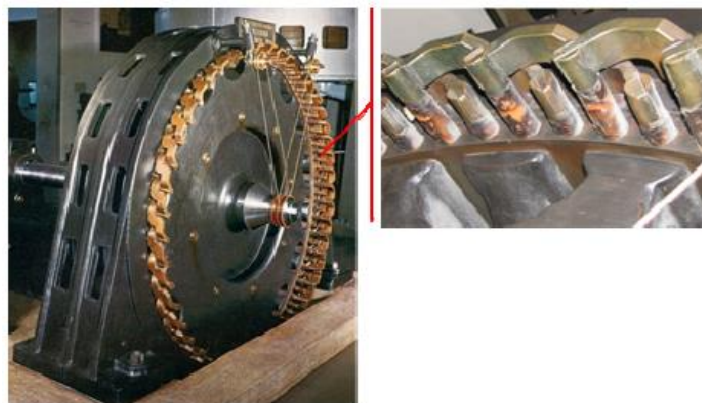


Figura 3– Primeiro gerador trifásico de C.E.L. Brown e detalhes da isolação de papel [11]

A análise do circuito magnético evoluiu com a introdução de conceitos importantes relacionados à caracterização, perdas e propriedades de materiais ferromagnéticos, permitindo uma análise mais apurada do circuito magnético. Nesta ocasião, a metodologia empregada no estudo de geradores síncronos evoluiu com base em teorias pautadas no estudo dos fenômenos associados ao funcionamento das máquinas elétricas [5].

A primeira teoria a considerar a reação da armadura foi apresentada por J. Joubert em 1881. Neste estudo, tal fenômeno foi relatado como sendo uma auto-indução originada a partir da circulação de corrente pelo induzido de um gerador em carga que tende a manter o fluxo magnético constante. A partir de então, várias teorias buscando retratar o comportamento da reação da armadura foram apresentadas por autores como E. Arnold e Rothert (1896).

O conceito de fluxo magnético resultante, originado da interação entre os campos magnéticos do indutor e do induzido, foi apresentado por Benh-Eschenburg em 1896. Este método empírico permitia determinar fasorialmente a queda indutiva criada pelo fluxo de reação do induzido a partir da força eletromotriz gerada pela ação da força magnetomotriz indutora. Em 1897, Fischer-Hinnen estabeleceu uma relação entre as forças eletromotrizes em vazio e de auto-indução, considerando a existência de linearidade do circuito magnético e, a partir de então, demonstrou a influência da fase do campo de reação do induzido no fluxo magnético resultante.

As metodologias analíticas propostas até então para determinação da queda de tensão de um gerador apresentavam resultados imprecisos em situações de carga variável e desconsideravam a condição de saturação do circuito magnético. Buscando preencher estas lacunas, G. Kapp propôs que a diferença entre as tensões nos terminais da máquina, sob as condições em vazio e em curto-circuito, devia-se principalmente a auto-indução do circuito induzido e a presença de um efeito desmagnetizante do circuito induzido sobre o campo do indutor.

A reação da armadura passou a ser retratada de forma mais completa a partir de 1899, quando A. Blondel propôs que, em geradores polifásicos igualmente carregados, a reação do induzido pode ser aproximada como sendo a resultante das reações direta, devido à corrente reativa, e transversal, devido à corrente ativa. Este estudo foi posteriormente estendido por R. E. Doherty e C. A. Nikle, em um trabalho relacionado a resolução da reação da armadura segundo os dois eixos de simetria magnética da máquina [5].

Um método de análise do funcionamento do gerador síncrono trifásico em regime permanente foi apresentado por A. Potier (1900), ao propor a decomposição do fluxo que envolve o induzido em duas parcelas, uma envolvendo os enrolamentos indutor e induzido e outra como sendo um fluxo disperso. Assim, a força eletromotriz no enrolamento induzido é produzida pelo fluxo magnético resultante da interação entre as forças magnetomotrizes dos enrolamentos indutor e induzido.

Potier considerou ainda o fluxo transversal de reação da armadura, ou seja, o fluxo disperso que se fecha pelos polos. Por facilitar a determinação das características de funcionamento dos geradores, este método passou a ser adotado pela indústria.

A evolução gradual da tecnologia associada à produção e transmissão de energia elétrica possibilitou a instalação de geradores síncronos de maior porte, distantes dos centros urbanos, trabalhando em modo isolado na alimentação de suas cargas. Até então não se havia atentado para a necessidade da operação das máquinas de diferentes usinas em uma rede interligada e deste modo, diversas frequências compreendidas entre 20 Hz e 133 Hz foram utilizadas no início do século XX [8].

Com o passar dos anos verificou-se a necessidade de padronização das frequências de operação, o que foi uma grande oportunidade para os fabricantes da época substituírem as primeiras máquinas por projetos mais desenvolvidos. Dentre as novas soluções propostas encontra-se o princípio de utilização do rotor cilíndrico, apresentado por Charles. E. Brown em 1901 [10].

Em 1902, F. G. Baum publicou um artigo em uma revista americana propondo que, ao se desprezar a resistência ôhmica do enrolamento induzido, os efeitos de auto-indução e desmagnetizante podiam ser reunidos em um único termo, ao qual foi dado o nome de reatância síncrona. Esta abordagem permitiu simplificar o entendimento, cálculos e representações gráficas relacionadas a projeto e estudo do comportamento dos geradores síncronos. A reatância síncrona proposta por Baum era determinada por um ensaio com a máquina funcionando como motor síncrono, sobreexcitada em vazio até a corrente de armadura atingir 50% da corrente nominal [5].

O baixo desempenho dos sistemas de isolamento foram durante décadas um dos principais fatores limitantes ao incremento da potência aparente dos geradores. Buscando superar esta limitação tecnológica, vários pesquisadores se dedicaram ao seu estudo. Um dos primeiros a trabalhar neste campo de pesquisa foi Silvanus P. Thompson (1904), que publicou no capítulo VII de seu livro propriedades e fundamentos dos sistemas de isolamento [11].

Um método que possibilita determinar a reatância síncrona do gerador em condições próximas ao seu funcionamento normal foi apresentado na Norma nº 7, publicada pelo American Institute of Electrical Engineers (A.I.E.E) em 1925 [5].

Os conceitos que caracterizam o estudo de máquinas elétricas encontravam-se estabelecidos ao final da segunda década do século XX, constituindo a Teoria Clássica das Máquinas Elétricas.

Buscando generalizar conceitos, uma análise geométrica do funcionamento de vários tipos de máquinas elétricas é proposta por G. Kron em 1930. O trabalho de Kron permite representar em forma de circuito elétrico equivalente as equações de funcionamento de diferentes máquinas elétricas e assim determinar suas características de funcionamento.

A combinação dos métodos sugeridos por Kron com os fundamentos da Teoria Clássica deu origem a Teoria “Semi-Clássica”, publicada por A. E. Fitzgerald e C. Kingsley a partir de 1952.

Tendo como base os métodos de análise propostos por Kron, B. Adkins (1951), W. J. Gibbs (1952), D. C. White e H. H. Woodson (1959), L. Bewley (1961), C. V Jones (1962) e J. W. Lynn (1963), originaram a Teoria Generalizada das Máquinas Elétricas, permitindo a evolução dos estudos relacionados à operação dos geradores síncronos trifásicos em grandes redes elétricas interligadas.

No que diz respeito ao cálculo eletromagnético de geradores, R. Oberholzer apresenta um procedimento para dimensionamento de geradores síncronos trifásicos de polos lisos, o qual se baseia em expressões analíticas e relações físicas para a análise qualitativa da estrutura do gerador [12]. Nesta publicação, a definição de diversos fatores importantes para o dimensionamento eletromagnético do gerador é efetuada de forma gráfica, a partir de relações empíricas obtidas com base na análise de geradores existentes até então.

Liwschitz (1964) por sua vez, apresenta uma metodologia de cálculo para a determinação dimensional de máquinas elétricas. Os capítulos I, II e IV apresentam uma explanação geral do circuito magnético, dispersão de fluxo magnético e aquecimento das máquinas elétricas [13]. É proposto ainda um tratamento analítico que permite estimar parâmetros do circuito magnético de geradores de rotor cilíndrico e uma análise gráfica que possibilita valorizar as forças eletromotrizes de excitação a partir dos diagramas de tensão e força magnetomotriz. A abordagem adotada por Liwschitz faz uso de curvas características provenientes da análise dimensional de turbogeradores existentes para estimar os parâmetros do circuito eletromagnético e as dimensões principais do estator e do rotor do gerador.

J. M. Corrales por sua vez propõe um método simplificado para dimensionamento de máquinas síncronas tendo por base a adequação dimensional, sem necessidade de se calcular integralmente os geradores [1].

Corrales procura demonstrar que as dimensões influenciam mais nas características das máquinas do que o método de cálculo utilizado. Os parâmetros básicos do gerador podem ser expressos em termos relativos de tal modo que, em termos gerais, o cálculo a partir da adaptação de máquinas existentes pode ser efetuado mediante a conservação de parâmetros fundamentais, visto que a determinação exata de algumas variáveis pode ser extremamente complicada. O cálculo deve intervir no menor número possível de variáveis eletromagnéticas, desde que o emprego de tais simplificações não interfira de forma significativa nos resultados práticos obtidos.

Kovacs apresenta o equacionamento de uma máquina síncrona de rotor cilíndrico. A partir da análise apresentada para a condição de regime permanente, é possível refenciar ao estator as propriedades do rotor e deste modo, obter a corrente de campo equivalente a uma determinada corrente de armadura por meio da relação entre espiras dos enrolamentos, considerando os respectivos fatores de enrolamento [14].

Chalmers procura por meio do equacionamento analítico proposto, fornecer uma descrição completa do projeto eletromagnético de máquinas elétricas, contudo algumas soluções numéricas apresentadas são específicas para casos particulares. Atenção especial é oferecida a curva característica do gerador, sendo apresentadas considerações importantes sobre a metodologia analítica utilizada para a construção da curva característica em curto-circuito do gerador [15].

Princípios básicos da conversão de energia a partir dos quais se explicam as Leis dos circuitos magnéticos são apresentados por J. F Mora [16]. Esta publicação faz referência ainda a conceitos básicos comuns a máquinas elétricas, como estator, rotor e enrolamentos indutor e induzido. São analisadas as forças magnetomotrizes produzidas por diferentes tipos de enrolamentos, assim como a forma geral de geração da força eletromotriz em uma máquina elétrica.

Além da análise qualitativa, Binder apresenta por meio de análise matemática uma descrição quantitativa de desempenho de máquinas elétricas que busca prever o comportamento operacional da máquina, através de uma abordagem analítica. Destaque especial é atribuído aos princípios de operação e projeto do rotor de polos lisos, que permitem

a partir da transferência de propriedades do rotor para o estator, estimar a parcela da corrente de campo devido a reação da armadura [17].

Os princípios e a metodologia de cálculo proposto por Ion Boldea em sua publicação, conduzem a um pré-dimensionamento fundamentado no atendimento de requisitos técnicos de performance. A abordagem proposta considera a relação de curto-circuito do gerador como um dado de entrada, devido a forte influência que a mesma exerce na definição do entreferro e conseqüentemente na força magnetomotriz de excitação [18].

J. D. Amos, S. A. Drinkut, A. Prole, F. T. Emery e L. W. Montgomery procuram apresentar no capítulo 7 de sua publicação uma visão geral de geradores síncronos de potência superior a 10 MW, onde as bobinas do enrolamento de armadura estão inseridas no núcleo do estator e as bobinas do enrolamento de campo montadas no rotor [2].

J. Pyrhonen, T. Jokinen e V. Hrabovcová por sua vez, enfatizam os princípios de operação das máquinas elétricas, assim como os fundamentos técnicos envolvidos e uma metodologia para o dimensionamento eletromagnético dos geradores síncronos [19].

Esta publicação propõe que o cálculo eletromagnético seja estruturado a partir de características básicas importantes para a definição de parâmetros como densidades de corrente e de fluxo magnético. Tais variáveis devem estar dentro de uma faixa de valores definida empiricamente, a partir dos dados de máquinas existentes. Complementando esta abordagem, fatores consagrados como o Fator de Esson são utilizados para a definição das dimensões principais, como entreferro, diâmetro interno do núcleo do estator, comprimento da parte ativa da máquina, entre outros.

A maioria das publicações relacionadas à teoria e cálculo eletromagnético de geradores síncronos apresenta uma lacuna entre a metodologia proposta e os procedimentos detalhados, adotados nos departamentos de projeto de máquinas. Visando diminuir esta distância, J. WALKER procura apresentar de um modo estruturado a sistemática adotada durante o cálculo eletromagnético, assim como sua interligação com os aspectos mecânicos envolvidos nas etapas de projeto e fabricação. Técnicas de projeto e fabricação também são apresentadas para componentes do estator e do rotor, sendo destacada a aplicabilidade das mesmas para diversos tipos de máquinas síncronas [20].

CAPÍTULO 3

DIMENSIONAMENTO ELETROMAGNÉTICO

Durante o dimensionamento eletromagnético são definidas geometrias e dimensões de cada componente do circuito ativo do gerador. O circuito ativo, apresentado na Figura 4, compreende as partes do gerador que estão diretamente relacionadas a circulação de corrente e fluxo magnético.

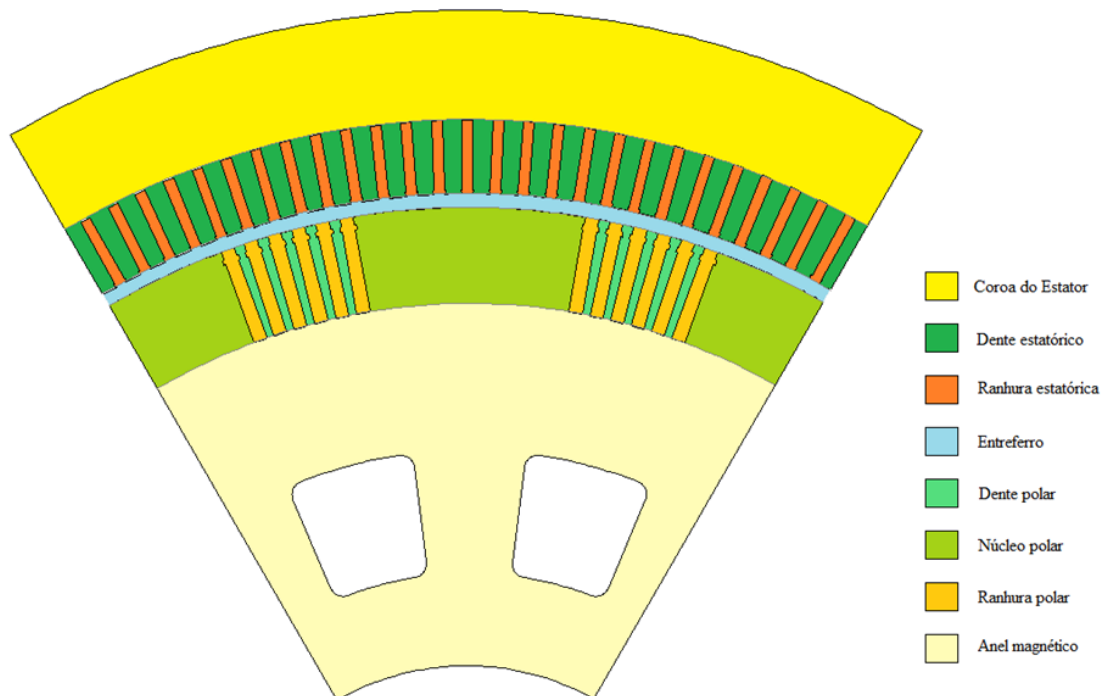


Figura 4– Componentes do circuito ativo do gerador

O primeiro passo deste processo é determinar dimensões e fixar características de projeto. Neste capítulo são apresentadas as premissas adotadas para obtenção das dimensões do gerador de polos lisos.

3.1 Coeficiente de Utilização do gerador

Com base na lei de Faraday é possível encontrar a equação particular derivada da regra da mão esquerda (1), para determinar a força eletromotriz “ e ” induzida sobre um condutor de comprimento efetivo “ l ”, em movimento constante com uma velocidade “ v ” em relação a

um campo magnético permanente de densidade de fluxo “B”, conforme apresentado na Figura 5:

$$e = l v B \quad (1)$$

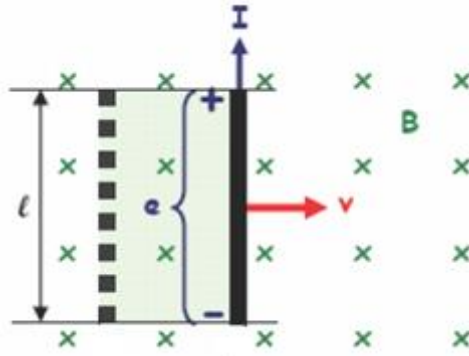


Figura 5– Condutor em movimento dentro de um campo magnético [4]

Considerando um sistema ortogonal perfeito, a força eletromotriz induzida em um condutor alocado em uma das ranhuras do estator pode ser aproximada por

$$e_{rms} = L_{\delta} v B_{rms} \quad (2)$$

Onde o comprimento axial da máquina na linha do entreferro “ L_{δ} ”, representado na Figura 6, é dado por:

$$L_{\delta} = \frac{L_e + L_r}{2} \quad (3)$$

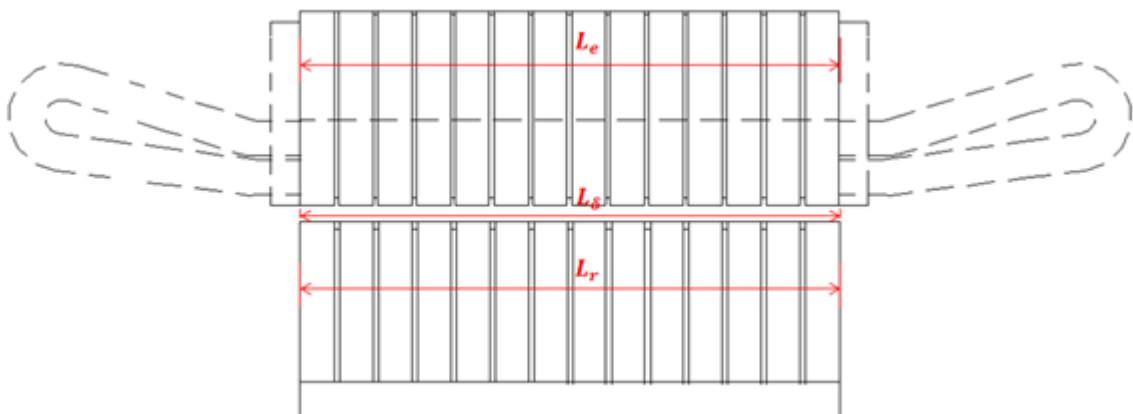


Figura 6– Representação gráfica axial do gerador

A velocidade relativa entre um condutor, alocado no diâmetro interno do estator, e o campo magnético rotativo proveniente dos polos do rotor, pode ser aproximada pela velocidade periférica, observada no diâmetro interno do estator:

$$v = \frac{\pi n_n D_b}{60} \quad (4)$$

e a densidade média de fluxo magnético:

$$B_{avg} = \frac{\phi}{A} \quad (5)$$

ao se estabelecer uma linha imaginária no centro do entreferro “ δ ”, a área por polo perpendicular as linhas de fluxo pode ser definida como sendo:

$$A = \tau_p L_\delta \quad (6)$$

A Figura 7 apresenta a representação do entreferro, passo polar e diâmetro interno do estator :

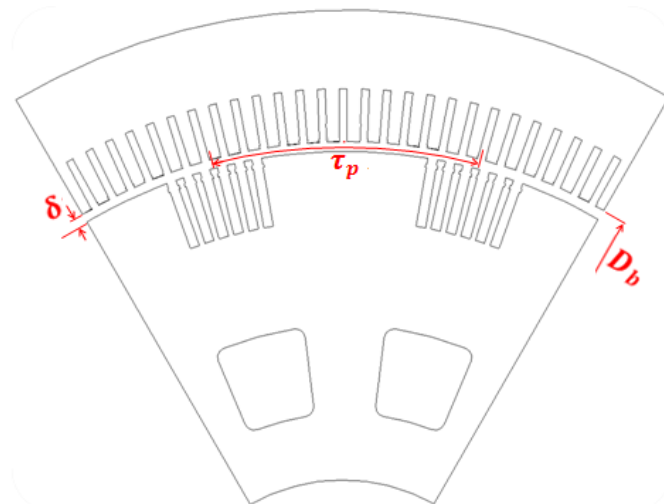


Figura 7– Representação gráfica do entreferro, passo polar e diâmetro interno do estator

Sendo o número de pares de polos é definido como:

$$p = \frac{60 f}{n_n} \quad (7)$$

o passo polar τ_p na periferia interna do estator pode ser calculado em (8), onde p pares de polos estão distribuídos em um diâmetro D_b :

$$\tau_p = \frac{\pi D_b}{2p} \quad (8)$$

Substituindo (7) e (8) em (6), tem-se :

$$A = \frac{n_n \pi D_b L_\delta}{120 f} \quad (9)$$

Sendo o fator de forma de onda (k_{ff}), a relação entre os valores RMS e médio da densidade de fluxo magnético:

$$k_{ff} = \frac{B_{RMS}}{B_{avg}} \quad (10)$$

Assumindo um comportamento senoidal, tem-se:

$$k_{ff} = \frac{\frac{1}{\sqrt{2}} B_{max}}{\frac{2}{\pi} B_{max}} = \frac{\pi}{2 \sqrt{2}} \quad (11)$$

Reescrevendo (10),

$$B_{rms} = k_{ff} B_{avg} \quad (12)$$

Substituindo (5) em (12), tem-se:

$$B_{rms} = k_{ff} \frac{\phi}{A} \quad (13)$$

Substituindo (9) em (13):

$$B_{rms} = k_{ff} \frac{120 f \phi}{n_n \pi D_b l_\delta} \quad (14)$$

Substituindo (4) e (14) em (2), tem-se: que

$$e_{rms} = L_\delta \frac{\pi n_n D_b}{60} k_{ff} \frac{120 f \phi}{n_n \pi D_b L_\delta} \quad (15)$$

Reescrevendo (15), a tensão induzida em um condutor será dada por:

$$e_{rms} = 2 f k_{ff} \phi \quad (16)$$

Sendo a espira constituída por dois condutores em série, a tensão induzida será:

$$e_{RMS} = 4 f k_{ff} \phi \quad (17)$$

Sabendo que o enrolamento de cada fase do estator é composto por N_f espiras em série, a tensão nominal do estator será:

$$U_n = 4\sqrt{3} f N_f k_{w1} k_{ff} \phi \quad (18)$$

Sendo “a” o número de circuitos paralelos do enrolamento do estator, o número de espiras em série por fase do estator será:

$$N_f = \frac{N_s N_{eb}}{3 a} \quad (19)$$

Sendo a componente fundamental do fluxo magnético no entreferro (Φ_1):

$$\Phi_1 = L_e \int_0^{\tau_p} B_1(x) dx \quad (20)$$

Reescrevendo (20):

$$\Phi_1 = L_e \int_0^{\tau_p} B_1 \sin\left(\frac{x\pi}{\tau_p}\right) dx \quad (21)$$

O fluxo fundamental por polo pode ser aproximado por:

$$\Phi_1 = \frac{2}{\pi} L_e \tau_p B_1 \quad (22)$$

Substituindo (11) e (22) em (18):

$$U_n = \sqrt{3} 4 f N_f k_{w1} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{2}{\pi} L_e \tau_p B_1 \quad (23)$$

Para um campo perfeitamente senoidal, o valor RMS da tensão de linha nos terminais do gerador pode ser escrito a partir de (23) como:

$$U_n = \frac{4\sqrt{3}}{\sqrt{2}} L_e \tau_p f N_f k_{w1} B_1 \quad (24)$$

Onde a frequência é dada por:

$$f = \frac{p n_n}{60} \quad (25)$$

Sendo a potência aparente nominal de um gerador trifásico dada por:

$$S_n = \sqrt{3} U_n I_n \quad (26)$$

Substituindo (8) , (19) , (24) e (25) em (26) :

$$S_n = \sqrt{3} \frac{4\sqrt{3}}{\sqrt{2}} L_e \frac{\pi D_b}{2p} \frac{p n_n}{60} \frac{N_s N_{eb}}{3 a} k_{w1} B_1 I_n \quad (27)$$

Reescrevendo (27) ,

$$S_n = \frac{\pi}{60\sqrt{2}} L_e D_b n_n k_{w1} \frac{2 N_s N_{eb}}{1} \frac{I_n}{a} B_1 \quad (28)$$

Multiplicando e dividindo (28) por πD_b , tem-se:

$$S_n = D_b^2 L_e n_n k_{w1} \frac{\pi^2}{60\sqrt{2}} \frac{2 N_s N_{eb}}{\pi D_b} \frac{I_n}{a} B_1 \quad (29)$$

Sendo a densidade linear de corrente do estator definida como:

$$A_1 = \frac{2 N_s N_{eb} I_n}{\pi D_b a} \quad (30)$$

A potência aparente da máquina pode ser descrita como:

$$S_n = D_b^2 L_e n_n k_{w1} \frac{\pi^2}{60\sqrt{2}} A_1 B_1 \quad (31)$$

Rearranjando a expressão (31) , obtem-se a relação entre a potência aparente e o produto volume e rotação:

$$\frac{S_n}{D_b^2 L_e n_n} = \frac{\pi^2}{60\sqrt{2}} k_w A_1 B_1 \quad (32)$$

Definindo o coeficiente de aproveitamento associado à atividade eletromagnética como sendo:

$$C = \frac{\pi^2}{60\sqrt{2}} k_w A_1 B_1 \quad (33)$$

Conclui-se que o coeficiente de aproveitamento do gerador pode ser aproximado por:

$$C = \frac{S_n}{D_b^2 L_e n_n} \quad (34)$$

Tendo como base projetos existentes, W. B. Esson publicou a partir de 1890 uma série de trabalhos técnicos, onde procura discutir parâmetros que influenciam no dimensionamento de máquinas elétricas rotativas. Dentre estes artigos, está o teorema que define o coeficiente de utilização eletromagnético de Esson, ou seja, um fator que permite definir de modo aproximado o torque por metro cúbico de volume do rotor.

O coeficiente de utilização do gerador depende principalmente da potência por polo, do número de par de polos (p) e do tipo de resfriamento da máquina. Durante o projeto eletromagnético de um gerador, o coeficiente “ C ” é normalmente definido com base em máquinas similares.

A Figura 8 apresenta curvas empíricas, obtidas a partir de máquinas fabricadas com refrigeração natural ou refrigeradas por trocadores de calor ar-água.

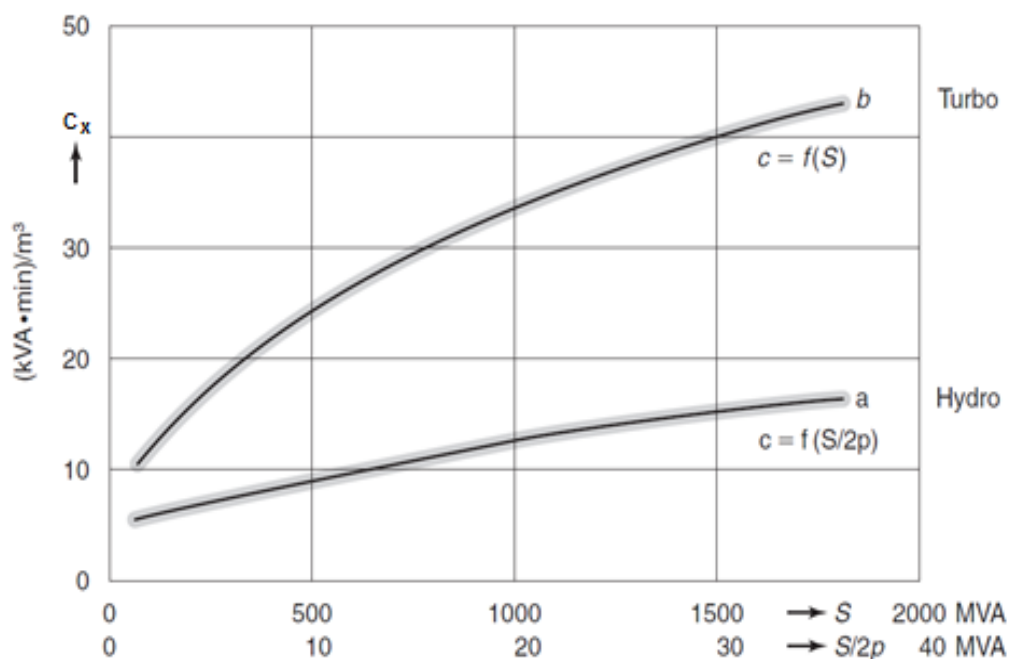


Figura 8 - Coeficiente de utilização elétrica de geradores síncronos [2]

3.2 Grandezas magnéticas na linha do entreferro

O valor adequado da densidade de fluxo magnético no entreferro (B_1) permite o correto dimensionamento do circuito magnético dos geradores. Conseqüentemente, pode ser realizada uma estimativa bastante confiável das principais grandezas relacionadas ao projeto eletromagnético, como corrente de excitação, fluxo magnético no entreferro e forma de onda da tensão terminal do gerador.

O fluxo total na linha do entreferro necessário para gerar os ampères-espiras de excitação do gerador pode ser expresso por:

$$\Phi = \int_0^{\tau_p} B(x)dx \quad (35)$$

Para o dimensionamento dos componentes ativos do estator, assume-se uma distribuição uniforme do fluxo polar pela superfície interna do núcleo do estator. Deste modo, a expressão pode ser simplificada:

$$\Phi = B_{max} \alpha_i \tau_p L_e \quad (36)$$

A Figura 9 apresenta um aspecto típico de distribuição da densidade de fluxo magnético de geradores síncronos de polos lisos:

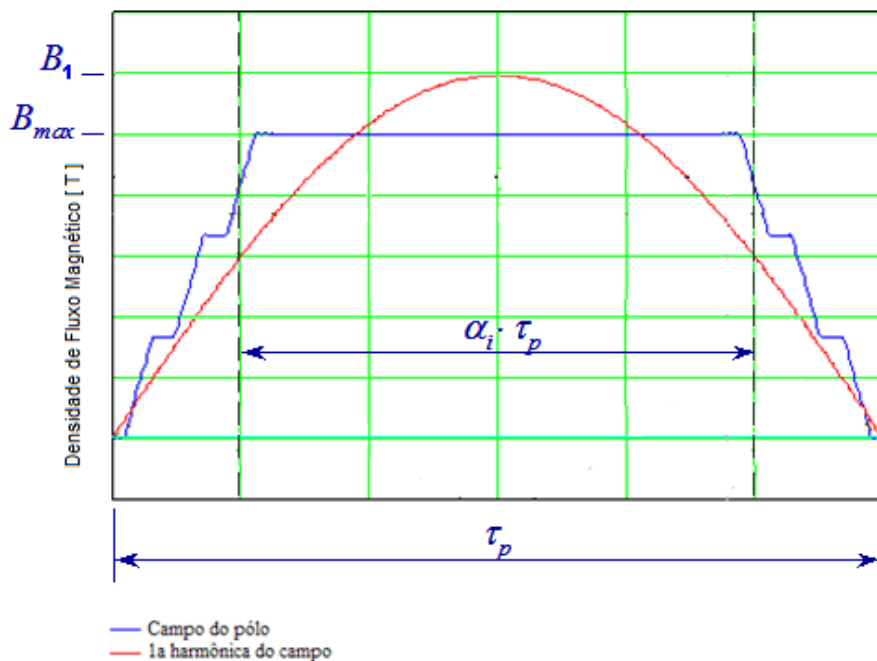


Figura 9—Distribuição da densidade de fluxo magnético de geradores síncronos de polos lisos

O fluxo magnético total na linha do entreferro utilizado na definição do circuito magnético é obtido a partir da densidade de fluxo magnético, cuja distribuição está relacionada ao número de ranhuras utilizadas para alocar as bobinas polares e as posições das mesmas. De modo geral, geradores de polos lisos possuem entre 4 e 8 ranhuras para a locação das espiras polares, levando a uma distribuição não senoidal da densidade de fluxo no entreferro.

Em geradores de polos lisos, o fator de cobertura do polo é de aproximadamente 2/3 do passo polar, estando a densidade de fluxo magnético no entreferro comumente compreendida entre 0,8 [T] e 1,1 [T].

Por outro lado, a definição da tensão terminal da máquina utiliza a densidade de fluxo fundamental na linha do entreferro (B_1), a qual possui uma distribuição senoidal ao longo do passo polar.

Sendo a tensão entre fases nos terminais do gerador dada por:

$$U_n = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} 2 \pi f N_f k w_1 \Phi_1 \quad (37)$$

O fluxo magnético na linha do entreferro é calculado pela expressão:

$$\Phi_1 = \frac{U_n}{\sqrt{3} \sqrt{2} \pi f N_f k w_1} \quad (38)$$

Conforme apresentado na Figura 9, a densidade de fluxo magnético fundamental na linha do entreferro tem uma distribuição senoidal no intervalo definido pelo passo polar. Sendo a componente fundamental do fluxo magnético no entreferro definida pela integral da densidade de fluxo no intervalo $[0; \tau_p]$, temos:

$$\Phi_1 = L_e \int_0^{\tau_p} B_1(x) dx = L_e \int_0^{\tau_p} B_1 \sin\left(\frac{x\pi}{\tau_p}\right) dx \quad (39)$$

Resolvendo (39) tem-se que:

$$\Phi_1 = \frac{2}{\pi} L_e \tau_p B_1 \quad (40)$$

A partir de então, a densidade de fluxo magnético fundamental no entreferro é calculada por:

$$B_1 = \frac{\pi \Phi_1}{2 L_e \tau_p} \quad (41)$$

3.3 Grandezas mecânicas do gerador

Ao avaliar a estabilidade da unidade turbina-gerador, deve-se fazer uma clara distinção entre as estabilidades associadas ao sistema elétrico e ao sistema hidráulico. Nesse contexto, o momento de inércia (J), ou efeito de inércia (GD^2), transforma-se em uma variável determinante para ambos os sistemas.

No caso de uma rejeição de carga, momentos de inércia elevados permitem ainda limitar a elevação da rotação do conjunto turbina-gerador. Contudo, em unidades com gerador de polos lisos, o parâmetro J é limitado pelo diâmetro externo do rotor, visto que, por questões construtivas, o mesmo está limitado a aproximadamente 2400 mm.

Em uma partida com torque nominal constante, ao se desprezar o amortecimento, a equação de torque da turbina será:

$$T_r = J \frac{d\omega}{dt} \quad (42)$$

Onde a velocidade angular é dada por:

$$\omega(t) = \frac{T_r}{J} t \quad (43)$$

Ou ainda:

$$\omega(t_\alpha) = \frac{2 \pi n_n}{60} \quad (44)$$

Substituindo (44) em (43), o torque nominal da turbina será dado por:

$$T_r = J \frac{2 \pi n_n}{60 t_\alpha} \quad (45)$$

Considerando fator de potência unitário, a potência ativa é a própria potência aparente nominal. Neste cenário, T_r pode também ser expresso em função da potência aparente nominal (S_n):

$$T_r = \frac{60 S_n}{2 \pi n_n} \quad (46)$$

Substituindo (46) em (45), tem-se que:

$$J \frac{2 \pi n_n}{60 t_\alpha} = \frac{60 S_n}{2 \pi n_n} \quad (47)$$

Assim, com a turbina em seu torque nominal, ao desconsiderar as perdas mecânicas, o tempo necessário para a máquina acelerar até a rotação nominal, será dado por:

$$t_\alpha = J \frac{(2 \pi n_n)^2}{60^2 S_n} \quad (48)$$

O momento de inércia solicitado pelo sistema elétrico, quando em p.u, se traduz no conceito de constante de inércia H, dado em [kW.s/kVA], onde o termo “kW.s” está relacionado à energia cinética armazenada no rotor e o termo “kVA” à potência aparente do gerador. Na literatura, a constante de inércia H é definida como a metade do tempo necessário para a máquina acelerar até a rotação nominal.

$$H = \frac{t_\alpha}{2} \quad (49)$$

Substituindo (48) em (49), tem-se que:

$$H = \frac{1}{2} \frac{J}{S_n} \left(\frac{2 \pi n_n}{60} \right)^2 \quad (50)$$

O efeito de inércia do rotor do gerador está associado a massas e dimensões, sendo totalmente independente das variáveis potência e rotação. De forma que, solicitações por maior inércia conduzem a um redimensionamento com impacto considerável no gerador.

$$GD^2 = 4 J \quad (51)$$

Conforme exposto na norma NEMA MG 5.1 [21], a constante de inércia natural do gerador pode ser estimada por meio da seguinte equação:

$$H_n = 0,54 \ln(S_n) + 0,3 \quad (52)$$

3.4 Pré-dimensionamento do Estator

Potência aparente, frequência e rotação nominal são dados de entrada básicos para a definição das variáveis apresentadas nas Figura 10 e 11. De posse destas informações, calcula-se a constante de inércia natural do gerador a partir de (52), o momento de inércia (J) por meio de (50) e se atribui o coeficiente de utilização da máquina, pela curva da Figura 8.

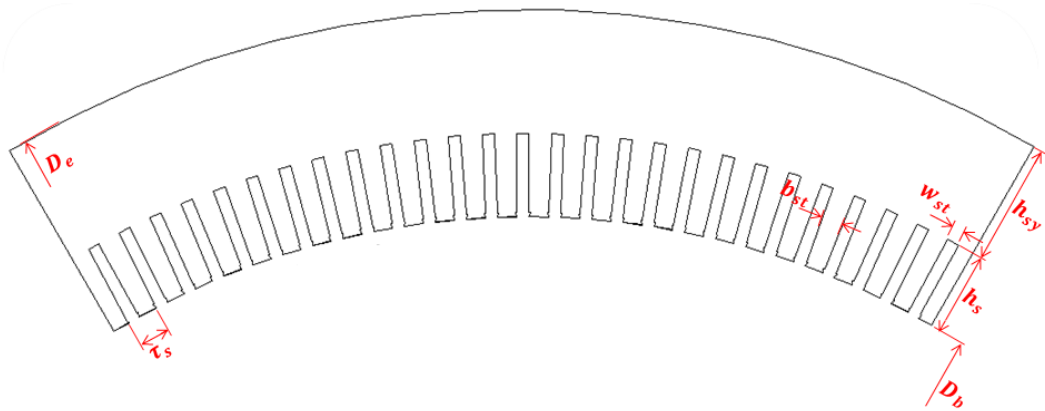


Figura 10 – Vista em planta com as principais variáveis dimensionais do núcleo do estator

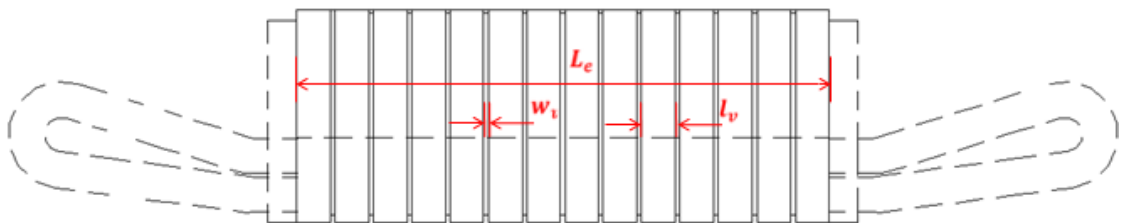


Figura 11 – Vista em corte com as principais variáveis dimensionais do núcleo do estator

De forma simplificada, o rotor de um gerador síncrono de polos lisos pode ser considerado um cilindro. Neste cenário, seu momento de inércia pode ser aproximado por:

$$J = L_e D_b^4 \quad (53)$$

Reescrevendo a expressão (53), tem-se:

$$J = L_e D_b^2 D_b^2 \quad (54)$$

Ou ainda,

$$\frac{J}{D_b^2} = L_e D_b^2 \quad (55)$$

Reescrevendo a equação (34), o produto “ $L_e \cdot D_b^2$ ” será:

$$L_e D_b^2 = \frac{S_n}{C n_n} \quad (56)$$

Substituindo (56) em (55):

$$\frac{J}{D_b^2} = \frac{S_n}{C n_n} \quad (57)$$

Reescrevendo (57), o diâmetro interno do estator pode ser obtido a partir da seguinte expressão:

$$D_b = \sqrt{\frac{C J n_n}{S_n}} \quad (58)$$

Uma vez definido o diâmetro interno do núcleo do estator (D_b), o comprimento axial do núcleo (L_e) pode ser definido pela expressão abaixo, obtida a partir da equação (34).

$$L_e = \frac{S_n}{D_b^2 C n_n} \quad (59)$$

A velocidade periférica máxima do rotor se limita a aproximadamente 150 m/s, ao considerar materiais tipicamente empregados com tensão de escoamento de 550 kg/mm² [18]. Sendo o diâmetro do rotor aproximadamente igual ao diâmetro interno do estator, a velocidade periférica máxima (V_{max}) na rotação de disparo da turbina, pode ser aproximada por:

$$V_{max} = \frac{\pi D_b n_{disp}}{60} \quad (60)$$

Após confirmar que V_{max} se encontra dentro de limites aceitáveis, o passo polar na superfície correspondente ao diâmetro interno do estator é definido a partir da equação (8).

A Tabela 1, extraída da referência [19], apresenta as densidades de fluxo magnético comumente adotadas para os elementos que constituem o circuito magnético do gerador de polos lisos, conforme indicado na Figura 4.

Tabela 1 – Densidades de fluxo magnético empregadas em geradores de polos lisos [19]

Item	Densidade de Fluxo B [T]
Linha do entreferro	0,8 – 1,05
Dente do estator	1,5 – 2,0
Coroa do estator	1,1 – 1,5
Núcleo do polo	1,1 – 1,7
Dente do rotor	1,5 – 2,0
Coroa do rotor	1,3 – 1,6

A partir de então, por meio da equação (22), define-se o valor do fluxo fundamental por polo na condição em vazio (Φ_1).

Neste estágio, tensão nominal (U_n), frequência (f), comprimento axial do núcleo (L_e), passo polar (τ_p) e densidade de fluxo magnético fundamental no entreferro (B_1) tem seus valores iniciais conhecidos, Por meio da equação (24), se calcula então o número de espiras em série por fase (N_f), necessárias para gerar a tensão induzida U_n nos terminais do gerador.

O número de ranhuras do estator deve então ser definido de modo a originar campos eletromagnéticos simétricos e balanceados. O número de ranhuras do estator pode ser expresso como sendo [1]:

$$N_s = 3 q 2p \quad (61)$$

Substituindo (61) em (19), ao rearranjar a equação, o número de ranhuras por polo por fase será:

$$q = \frac{N_f a}{2p N_{eb}} \quad (62)$$

O número de ranhuras por polo pode ser um número inteiro ou fracionário. Assim o mesmo pode ser representado da seguinte forma [18]:

$$q = b + \frac{c}{d} \quad (63)$$

Para que exista simetria em um enrolamento série de dupla camada, as seguintes condições básicas precisam ser atendidas:

- O denominador “d” não deve ser divisível por três;
- O resultado da divisão do número de polos “2p” pelo denominador “d” (2p/d) deve ser um número inteiro;

Se o enrolamento for constituído por “a” circuito paralelos, a simetria estará condicionada ainda aos seguintes preceitos:

- O resultado da divisão do número de polos “2p” pelo número de circuitos paralelos “a” (2p/a) deve ser um número inteiro.

- O resultado da divisão “2p/a” pelo denominador “d” (2p/a.d) deve ser um número inteiro.

O número de circuitos paralelos deve ser definido de modo satisfazer as premissas acima. A partir de então, por meio de (62), para quantidades distintas de espiras por bobina (N_{eb}), determina-se os possíveis números de ranhuras por polo e fase.

Através de (19) são definidos os números de ranhuras admissíveis, correspondentes aos possíveis números de ranhura por polo e fase. Os diferentes passos de ranhura resultantes são então determinados pela equação (64):

$$\tau_s = \frac{\pi D_b}{N_s} \quad (64)$$

O número de ranhuras deve estar ainda compreendido entre limites pré-estabelecidos. O passo de ranhura de grandes geradores, com tensão nominal elevada, está normalmente compreendido entre 50 mm e 90 mm [20]. Já em PCHs, os geradores síncronos de rotor cilíndrico são comumente dimensionados com tensão nominal de 6,9 kV, e para este nível de tensão, tem-se verificado na prática passos de ranhura superiores a 30 mm.

De modo geral, observa-se atualmente o emprego de passos de ranhura compreendidos entre 40 mm e 90 mm para máquinas de 13,8 kV e entre 30 mm e 90 mm para máquinas em 6,9 kV.

O número de ranhuras (N_s) está vinculado ao número de ranhura por polo por fase (q), e este por sua vez a uma quantidade específica de espiras por bobina (N_{eb}) e número de circuitos paralelos (a). Esta correlação deve propiciar o número de condutores em série por circuito paralelo (N_f) necessários para a obtenção da tensão induzida (U_n) nos terminais do gerador.

A escolha do número de ranhuras (N_s) resulta então na definição dos demais parâmetros relacionados ao mesmo.

A corrente por circuito paralelo será então dada por:

$$I_c = \frac{I_n}{a} \quad (65)$$

Neste cenário, para um enrolamento de dupla camada, ao reescrever (30) a densidade linear de corrente será:

$$A_1 = \frac{2 I_c N_{eb}}{\tau_s} \quad (66)$$

O enrolamento estático de geradores síncronos empregados em Pequenas Centrais comumente utilizam bobinas de múltiplas espiras e enrolamento tipo imbricado, conforme apresentado na Figura 12:

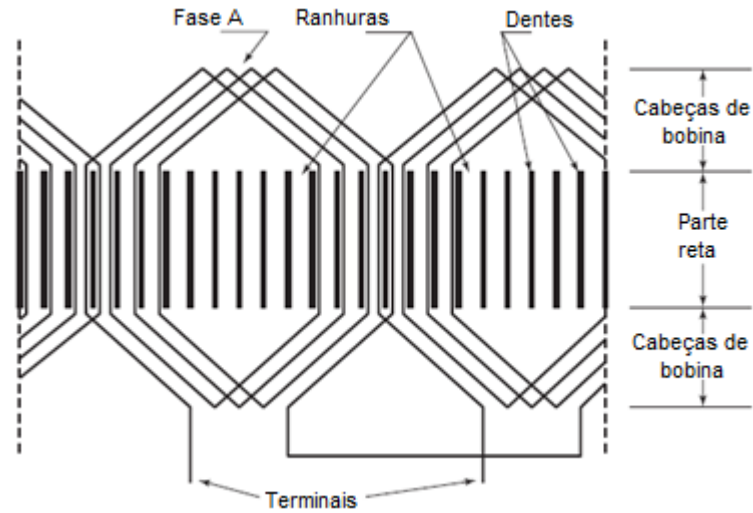


Figura 12–Distribuição típica de um enrolamento estático do tipo imbricado [2]

Nesta concepção o passo encurtado é comumente empregado na razão de 5/6 do passo pleno [2], sendo o passo encurtado em número de ranhuras dado pelo número inteiro imediatamente inferior ao resultado da equação (67) :

$$Y_{st} \leq \frac{5 N_s}{6 2p} \quad (67)$$

A expressão básica para cálculo do fator de distribuição (kd_v), para a harmônica de ordem v , pode ser aproximada por [18]:

$$kd_v = \frac{\sin\left(v \frac{\pi}{2m}\right)}{q \sin\left(v \frac{\pi}{2mq}\right)} \quad (68)$$

Já o fator de encurtamento (ke_v) para a harmônica de ordem v será dado por:

$$ke_v = \sin\left(\frac{v \pi Y_{st}}{2 3q}\right) \quad (69)$$

Sendo o fator de enrolamento (kw_v):

$$kw_v = kd_v ke_v \quad (70)$$

A componente fundamental do fluxo magnético na linha do entreferro (Φ_1) é então calculada pela expressão (38), após a definição do número de espiras em série por fase (N_f) e

do fator de enrolamento fundamental (k_{w1}). A partir de então, por meio de (41) é calculada a densidade de fluxo magnético fundamental na linha do entreferro.

A altura dos dutos radiais de ventilação (w_v) está normalmente compreendida entre 8 mm e 12 mm, estando os mesmos dispostos entre pacotes de chapas empilhadas (l_v) com altura axial de 45 mm [18]. O fator de empilhamento do núcleo do estator (k_{Fe}) normalmente empregado se encontra entre 0,93 e 0,95 [18].

O número de dutos de ventilação do núcleo estatório (N_{ev}) é então calculado a partir de (71) :

$$N_v = \frac{L_e - l_v}{w_v + l_v} \quad (71)$$

O comprimento efetivo do núcleo do estator (L_{ef}), ou seja, a parcela do núcleo magnético realmente ocupada pelo ferro, é obtida ao se multiplicar o fator de empilhamento (k_{Fe}) pelo comprimento do núcleo, descontando a parcela ocupada pelos dutos radiais de ventilação.

$$L_{ef} = k_{Fe}(L_e - N_v w_v) \quad (72)$$

Conforme apresentado na Tabela 1, a densidade de fluxo magnético nos dentes do estator (B_δ) de um gerador síncrono de polos lisos tem seu valor compreendido entre 1,5 T e 2,0 T [19].

Com o intuito de simplificar a análise, adota-se que todo o fluxo magnético proveniente da área de referência no entreferro demilitada pelo produto “ $\tau_s.L_e$ ” é inserida no núcleo magnético do estator através da área do dente “ $b_{st}.L_{ef}$ ” . Deste modo, tem-se que:

$$B_{st} b_{st} L_{ef} = B_\delta \tau_s L_e \quad (73)$$

Com base em projetos similares, atribui-se inicialmente uma densidade de fluxo magnético no entreferro (B_δ) igual a 0,9 T. Reescrevendo (73), a largura do dente do estator (b_{st}) será:

$$b_{st} = \frac{B_\delta \tau_s L_e}{B_{st} L_{ef}} \quad (74)$$

Uma vez conhecido o passo de ranhura do estator (τ_s) e a largura do dente (b_{st}), determina-se a largura da ranhura estatórica (w_{st}):

$$w_{st} = \tau_s - b_{st} \quad (75)$$

Conforme apresentado na Tabela 2, a densidade de corrente do enrolamento do estator (J_s) para máquinas refrigeradas a ar com enrolamentos de cobre tem seu valor compreendido entre 3 A/mm² e 5 A/mm² [19].

Tabela 2 – Densidades de corrente e lineares de corrente empregadas em geradores de polos lisos refrigerados a ar com enrolamentos de cobre [19]

Item	Unidade	Intervalo de valores
Densidade linear de corrente do estator	[kA/m]	30 – 80
Densidade linear de corrente do rotor	[kA/m]	30 – 80
Densidade de corrente do enrolamento do estator	J_s [A/mm ²]	3 – 5
Densidade de corrente do enrolamento de campo	J_r [A/mm ²]	3 – 5

Sendo o enrolamento estatórico composto por “a” circuitos paralelos, sobre os quais flui a corrente de intensidade “ I_c ”, a seção de cobre necessária para se obter a densidade de corrente previamente desejada “ J_s ” será:

$$A_{cs} = \frac{I_c}{J_s} \quad (76)$$

A rigidez dielétrica da isolamento principal é um indicador da intensidade do campo elétrico ou gradiente de tensão a que a mesma estará submetida. Sua unidade de medida envolve a tensão nominal e a espessura da isolamento principal contra terra, sendo 2,5 [kV/mm] o valor comumente empregado para bobinas de múltiplas espiras [22].

A espessura de isolamento principal comumente empregada em geradores de pequeno porte, definidos com uma tensão básica de 6,9 kV, é de 1,6 mm. Se o mesmo for dimensionado para uma tensão nominal de 13,8 kV, o número de espiras/ranhuras deve ser adequado e, com mesma rigidez dielétrica, a espessura de isolamento passa a ser 3,2 mm [22].

A bobina de múltiplas espiras apresentada na Figura 13 é constituída em sua largura por “ N_{sw} ” condutores de cobre de largura “ w_{cs} ”, isolados individualmente por verniz de espessura “ d_{ic} ” e externamente envolvidos por isolamento principal à terra de espessura “ d_{mi} ”.

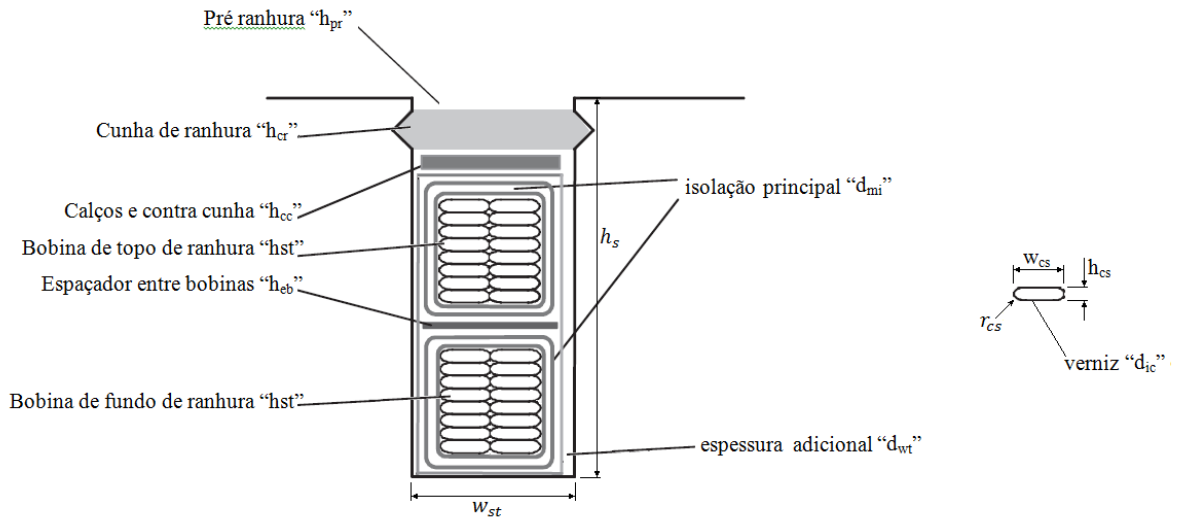


Figura 13– Ranhura típica do estator

Nesta configuração, ao assumir “ d_{wt} ” como sendo a espessura adicional devido às tolerâncias de fabricação e montagem da bobina, a largura total da ranhura pode ser descrita como:

$$w_{st} = N_{sw}(w_{cs} + 2d_{ic}) + 2d_{mi} + d_{wt} \quad (77)$$

Reescrevendo (77), a largura calculada do condutor de cobre será calculada a partir de (78):

$$w_{cs} = \frac{w_{st} - 2d_{mi} - 2 \cdot N_{sw}d_{ic} - d_{wt}}{N_{sw}} \quad (78)$$

Sendo “ A_{cs} ” a secção de cobre necessária para se obter a densidade de corrente desejada, ao impor a altura “ h_{cs} ”, o número de condutores por espira dispostos na altura “ N_{sh} ” será:

$$N_{sh} = \frac{A_{cs}}{N_{sw}[w_{cs} h_{cs} - r_{cs}^2(4 - \pi)]} \quad (79)$$

Deste modo, o número total de condutores em paralelo por espira, será:

$$N_{cs} = N_{sw} N_{sh} \quad (80)$$

A bobina de múltiplas espiras é constituída em sua altura por “ N_{eb} ” espiras por bobina, cada uma com “ N_{sh} ” condutores de cobre de altura “ h_{cs} ”, isolados individualmente por verniz de espessura “ d_{ic} ” e externamente envolvidos por isolamento principal à terra de espessura “ d_{mi} ”. Nesta configuração, ao assumir “ d_{ht} ” como sendo a altura adicional devido às tolerâncias de fabricação, a altura total da bobina pode ser descrita como:

$$h_{st} = N_{eb} N_{sh} (h_{cs} + 2d_{ic}) + 2d_{mi} + d_{ht} \quad (81)$$

Em sua altura, a ranhura do enrolamento de dupla camada é composto pelos seguintes elementos:

- Pré ranhura “ h_{pre} ”
- Cunha de ranhura “ h_{cre} ”
- Calços e contra cunha “ h_{cc} ”
- Bobina de topo de ranhura “ h_{st} ”
- Espaçador entre bobinas “ h_{eb} ”
- Bobina de fundo de ranhura “ h_{st} ”

Deste modo, a altura total da ranhura será:

$$h_s = h_{pre} + h_{cre} + h_{cc} + h_{eb} + 2h_{st} \quad (82)$$

A densidade de fluxo magnético na coroa do núcleo estático é calculada a partir da equação (83) [12]. O fluxo magnético proveniente de um determinado polo se distribui uniformemente pelos polos adjacentes, de modo a ter metade do fluxo magnético fluindo pela secção definida pelo produto entre a altura radial da coroa magnética (h_{sy}) e o comprimento efetivo do núcleo (L_{ef}), conforme apresentado na Figura 14.

$$B_{sy} = \frac{\Phi}{2 h_{sy} L_{ef}} \quad (83)$$

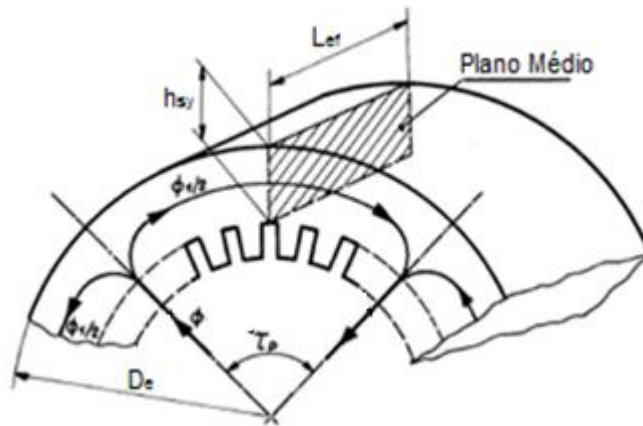


Figura 14—Área da coroa do núcleo estatórico empregada no cálculo da densidade de fluxo [12]

Conforme apresentado na Tabela 1, a densidade de fluxo magnético na coroa estatórica está comumente compreendida entre 1,1 T e 1,5 T [19]. Reescrevendo (83) e atribuindo o valor desejado a respectiva densidade de fluxo, a altura radial da coroa magnética será:

$$h_{sy} = \frac{\Phi}{2 B_{sy} L_{ef}} \quad (84)$$

O diâmetro externo do núcleo do estator é então obtido a partir de (85) onde “h_y” é a altura radial da cunha de fixação entre o núcleo e a carcaça.

$$D_e = D_b + 2(h_s + h_{sy} + h_y) \quad (85)$$

3.5 Pré-dimensionamento do entreferro

A altura radial do entreferro “δ” constitui uma magnitude limitadora do efeito de reação transversal e conseqüentemente da deformação do campo indutor em carga [1]. A distribuição espacial da indução (B_m), supondo um gerador com entreferro uniforme, é produto da composição da indução devido à componente transversal da reação da armadura (B_t) com a indução magnética uniforme e sem distorções proveniente dos polos do rotor (B_o).

A relação (B_m/B_o) pode ser descrita como um índice da distorção do campo em carga, de modo que:

$$k_d = \frac{B_m}{B_o} = \frac{B_o + k_1 B_t}{B_o} = 1 + k_1 \frac{B_t}{B_o} \quad (86)$$

Sendo $k_1 < 1$, um coeficiente que leva em consideração o efeito da saturação sobre a soma das induções B_o e B_t .

B_t é proporcional à força magnetomotriz transversal de reação da armadura, e com ela, ao produto da densidade linear de corrente pelo passo polar ($A_1 \cdot \tau_p$). Ao depreciarmos a influência das harmônicas de ranhura, pode-se assumir que B_t varia de forma inversamente proporcional ao entreferro, assim:

$$B_t \approx k_2 \frac{A_1 \tau_p}{\delta} \quad (87)$$

Substituindo (87) em (86), tem-se que:

$$k_d = \frac{B_m}{B_o} \approx 1 + k_1 k_2 \frac{A_1 \tau_p}{\delta B_o} \approx 1 + k_3 \left(\frac{A_1}{B_o} \right) \left(\frac{\tau_p}{\delta} \right) \quad (88)$$

Reescrevendo (88):

$$\frac{\delta}{\tau_p} = \left(\frac{A_1}{B_o} \right) \left(\frac{k_3}{k_d + 1} \right) \quad (89)$$

Ao se fixar um limite máximo para o coeficiente de distorção k_d , se deduzirá o valor que, como mínimo, deve guardar a relação δ/τ_p . Na prática, tem-se observado que a deformação do campo de geradores polos lisos assume valores aceitáveis se:

$$\left(\frac{k_3}{k_d + 1} \right) = \frac{1}{4} \quad (90)$$

A densidade de fluxo B_o pode ser descrita como sendo o produto do fator relativo de amplitude (k_M) pela densidade de fluxo teórica, em vazio, no entreferro (B_δ) [1], de modo que:

$$B_o = k_M B_\delta \quad (91)$$

Conforme apresentado na curva 4 da Figura 15, o fator k_M para as máquinas síncronas de rotor cilíndrico é uma função de k_3 ($k_M = f(k_3)$) [23]:

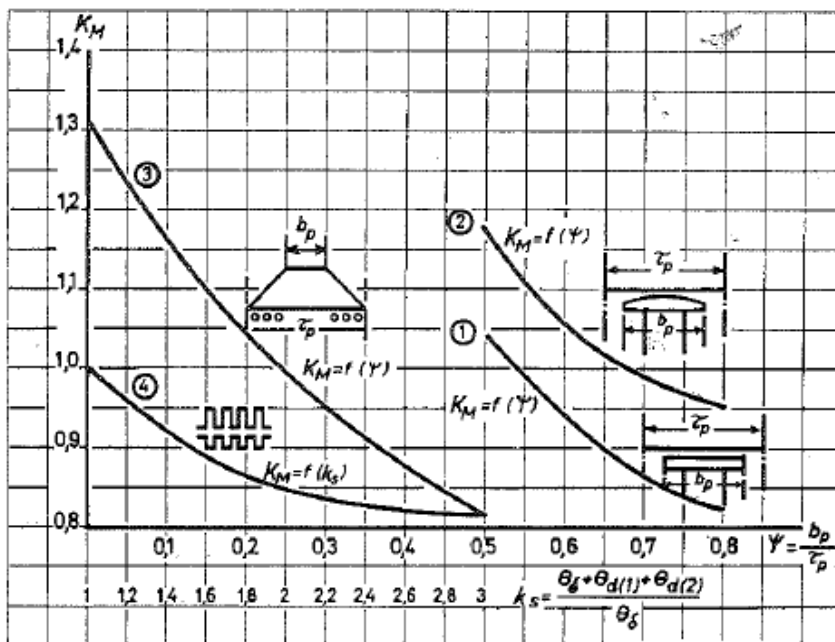


Figura 15–Fator relativo de amplitude para diferentes tipos de máquinas de corrente alternada [23]

Substituindo (90) e (91) em (89), o entreferro nominal de um gerador síncrono de polos lisos pode ser descrito como sendo:

$$\delta \geq \frac{\tau_p}{4} \left(\frac{A_1}{k_M B_\delta} \right) \quad (92)$$

3.5.1 Fator de Carter aplicável ao entreferro

Como a densidade de fluxo magnético decresce sobre a abertura das ranhuras, a definição da densidade de fluxo média no entreferro se torna um tanto quanto complexa, e nesta situação, a geometria do entreferro precisa ser simplificada para permitir o cálculo analítico da força magnetomotriz sobre o entreferro.

Em 1901, F.W Carter apresentou o princípio que permitiu simplificar a solução deste problema. A influência das ranhuras na permeância média do entreferro é considerada a partir da substituição do entreferro real “ δ ” por um entreferro equivalente maior “ δ_e ”, sendo a precisão dos resultados obtidos a partir desta simplificação suficiente para aplicações práticas.

O cálculo do fator de Carter (K_c) baseia-se na substituição da curva de densidade de fluxo real por uma função retangular, onde o fluxo permanece constante sobre os dentes e zero sobre a abertura da ranhura.

Em outras palavras, a soma das áreas sombreadas “ S_1+S_1 ” apresentadas na Figura 16 é igual a área S_2 .

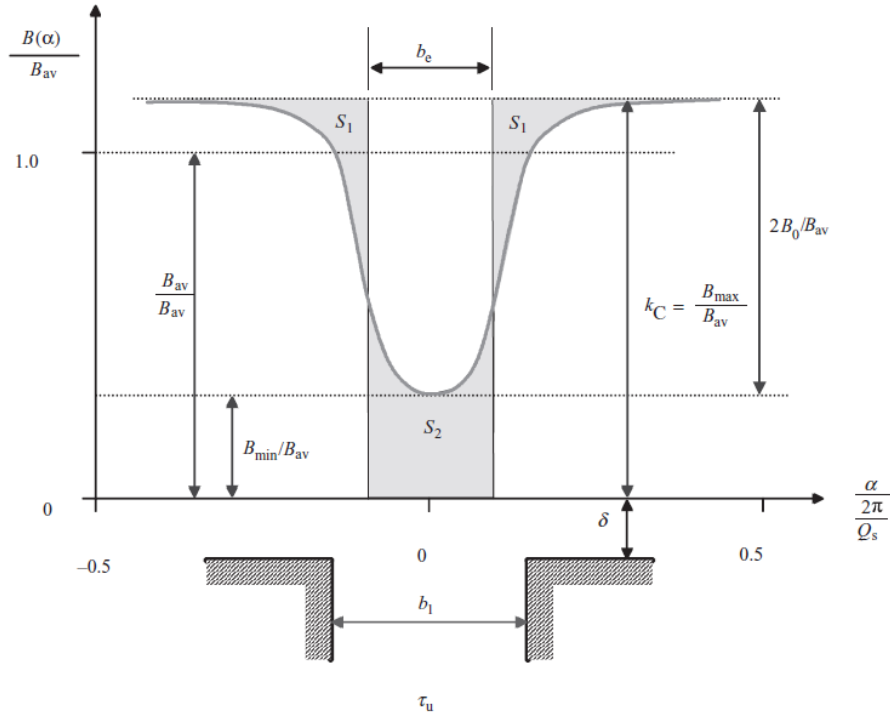


Figura 16–Distribuição típica da densidade de fluxo no entreferro sobre um passo de ranhura [19]

Nesta situação genérica, sendo “ b_1 ” a largura física da ranhura, a abertura equivalente da ranhura (b_e) na qual a densidade de fluxo é igual a zero, será:

$$b_e = k b_1 \quad (93)$$

Ou seja, a abertura equivalente da ranhura (b_e) pode ser estimada pelo produto entre a dimensão física da ranhura (b_1) e o fator “ k ”, onde “ k ” pode ser expresso por:

$$k = \frac{2}{\pi} \left[\arctan \frac{b_1}{2\delta} - \frac{2\delta}{b_1} \ln \sqrt{1 + \left(\frac{b_1}{2\delta} \right)^2} \right] \approx \frac{\frac{b_1}{\delta}}{5 + \frac{b_1}{\delta}} \quad (94)$$

Deste modo, o Fator de Carter pode ser obtido a partir de (95):

$$k_c = \frac{\tau_u}{\tau_u - b_e} = \frac{\tau_u}{\tau_u - k b_1} \quad (95)$$

O gerador de polos lisos considerado possui ranhuras e dutos de ventilação tanto no estator quanto no rotor. Portanto, o Fator de Carter total a ser considerado será:

$$k_c = k_{css} k_{csv} k_{crs} k_{crv} \quad (96)$$

Devido as variáveis das equações genéricas (93) e (94) serem adequadas a cada situação.

3.6 Pré-dimensionamento do rotor

Em gerador de polos lisos aplicável às PCHs, o rotor é geralmente constituído por chapas empilhadas e prensadas por placas de pressão, com ranhuras distribuídas em aproximadamente um terço da periferia, onde são alojadas as bobinas de campo. As principais variáveis relacionadas a geometria do rotor são apresentadas nas Figura 17 e 18.

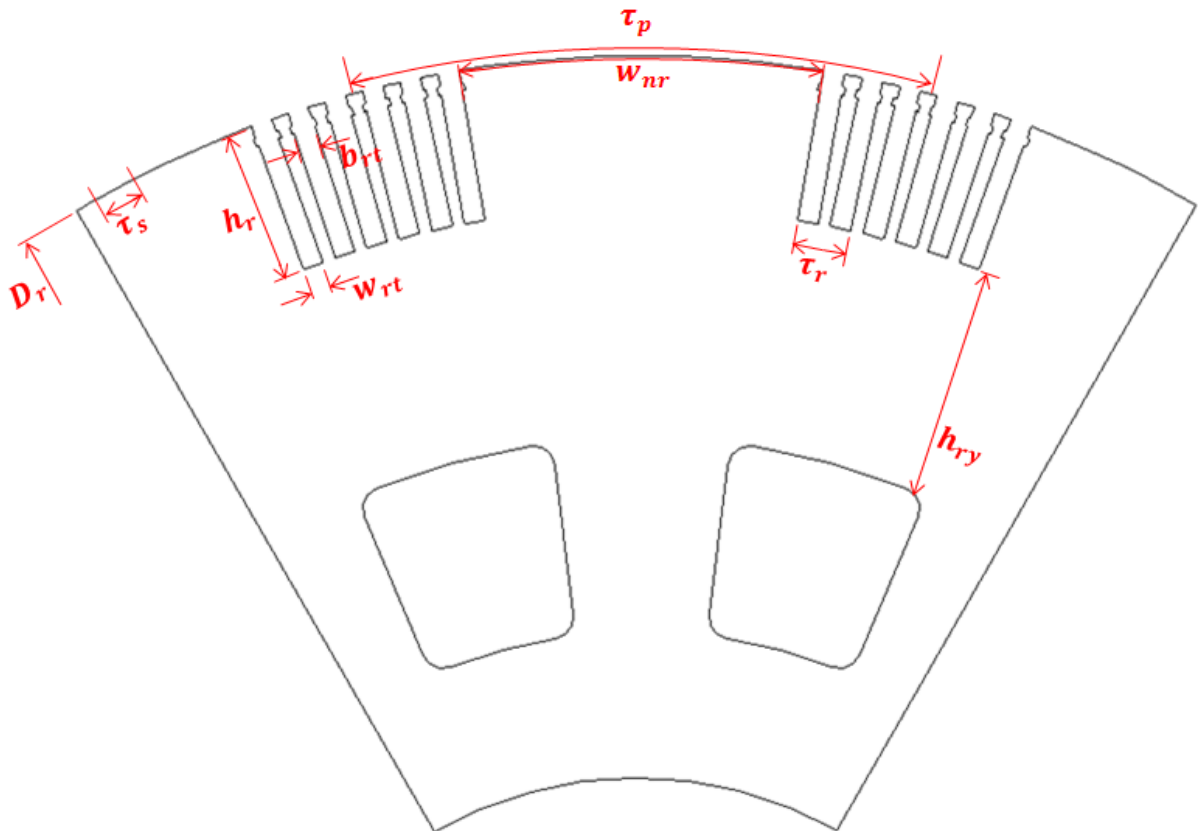


Figura 17 – Vista em planta com as principais variáveis dimensionais do rotor

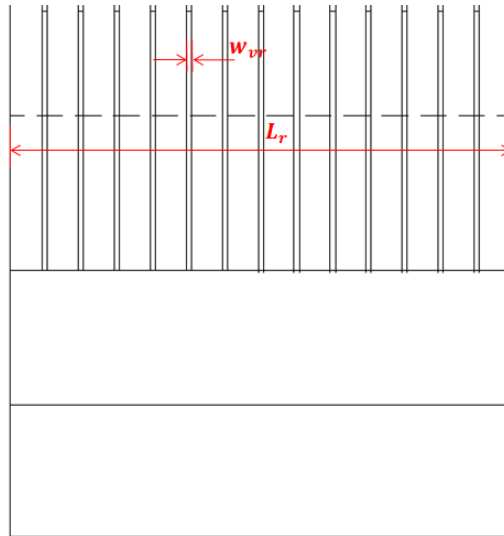


Figura 18 – Corte com as principais variáveis dimensionais do rotor
 Uma vez definido o diâmetro interno do núcleo do estator e o entreferro nominal da máquina, o diâmetro externo do rotor (D_r) será obtido pela expressão (97):

$$D_r = D_b - 2. \delta \quad (97)$$

Ao adotar para o rotor o mesmo comprimento axial total do núcleo do estator, tem-se:

$$L_r = L_e \quad (98)$$

Assim como no estator, a altura dos dutos radiais de ventilação do rotor (w_{vr}) está comumente compreendida entre 8 mm e 12 mm, dispostos entre pacotes de chapas empilhadas (l_{vr}) com altura axial de 45 mm. O fator de empilhamento do rotor (k_{Fr}) comumente empregado é 0,98 [1].

O número de dutos de ventilação do rotor (N_{rv}) então será:

$$N_{rv} = \frac{L_r - l_{vr}}{w_{vr} + l_{vr}} \quad (99)$$

O comprimento efetivo do rotor (L_{rf}), ou seja, a parcela realmente ocupada por chapas metálicas é obtida ao se multiplicar o fator de empilhamento pelo comprimento do rotor, descontando a parcela ocupada pelos dutos radiais de ventilação.

$$L_{rf} = k_{Fr}(L_r - N_{vr} w_{vr}) \quad (100)$$

A partir de então é possível calcular as dimensões preliminares do enrolamento de campo. Para tanto, atribui-se inicialmente o valor de 56 kAe/m para os amperes-espiras por metro do rotor (Ae_r) [18].

A força magnetomotriz por polo (F_{1n}) pode ser estimada a partir dos amperes-espiras por metro do rotor de modo que:

$$F_{fn} = \frac{Ae_r \tau_p}{2} \quad (101)$$

A força magnetomotriz fundamental por polo do enrolamento de campo, para a condição em vazio, pode ser aproximada por [18]:

$$F_{fo} = RCC F_{fn} \quad (102)$$

Para os geradores de polos lisos, objeto deste estudo, o fator de cobertura “ f_{cp} ”, do núcleo em relação ao passo polar comumente empregado é $b_p/\tau_p = 2/3$.

O número de ranhuras por polo do rotor (N_{fp}) normalmente está compreendido entre 4 e 8. Uma vez definido o número de ranhuras por polo do rotor a ser utilizado, e fazendo uso do fator de forma definido em (11), os ampères-espiras da ranhura do enrolamento de campo em vazio ($I_{fo}N_{er}$) serão:

$$I_{fo}N_{er} = \frac{\frac{F_{fo}}{K_{ff}}}{\frac{N_{fp}}{2}} = \frac{2}{N_{fp}} \frac{F_{fo}}{K_{ff}} \quad (103)$$

Em condições nominais de carga, tensão e fator de potência, ao tomar como referência projetos similares, os amperes-espiras por ranhura podem ser aproximados, de forma conservadora, como sendo:

$$I_{fn}'N_{er} = 2,5 I_{fo} N_{er} \quad (104)$$

O passo de ranhura do rotor pode ser obtido a partir de (105). O fator de passo de ranhura do rotor (f_{pr}) comumente empregado é equivalente a 2 graus mecânicos, ou seja, a fração 1/180 do perímetro externo do rotor.

$$\tau_r = \pi D_r f_{pr} \quad (105)$$

O comprimento linear médio da espira polar pode ser estimado a partir de:

$$l_{er} = 2 \left(L_r + f_{cp} \tau_p + \frac{N_{fp} \tau_r}{2} + 0,2 \right) \quad (106)$$

Sendo a resistência ôhmica por bobina polar do enrolamento de campo estimada pela seguinte expressão:

$$R_{fp} = \rho_{co} \frac{\frac{N_{fp}}{2} l_{er}}{I_{fn}} N_{er} J_r \quad (107)$$

A tensão nominal de campo será:

$$V_{fn} = 2p R_{fp} I_{fn} \quad (108)$$

Rearranjando (108), a resistência por polo do enrolamento de campo será:

$$R_{fp} = \frac{V_{fn}}{2p I_{fn}} \quad (109)$$

Conforme Tabela 2, a densidade de corrente do enrolamento de campo (J_r) está compreendida entre 3 e 5 A/mm². Substituindo (109) em (107), a tensão nominal de campo será:

$$V_{fn} = p \rho_{co} N_{fp} l_{er} N_{er} J_r \quad (110)$$

Rearranjando (110), ao se atribuir o valor da tensão nominal de campo (V_{fn}), o número de espiras em série por ranhura bobina de campo (N_{er}) será

$$N_{er} = \frac{V_{fn}}{p \rho_{co} N_{fp} l_{er} J_r} \quad (111)$$

Uma vez conhecido o valor aproximado dos ampéres-espiras por ranhura do rotor ($I_{fn} \cdot N_{er}$) e o número de espiras em série por bobina de campo, é possível determinar a corrente de campo nominal do gerador:

$$I_{fn} = \frac{I_{fn}' N_{er}}{N_{er}} \quad (112)$$

A secção transversal do cobre da espira de campo (A_{cr}) é então calculada a partir de:

$$A_{cr} = \frac{I_{fn}}{J_r} \quad (113)$$

A bobina de múltiplas espiras do enrolamento de campo apresentada na Figura 19 é constituída em sua largura por “ N_{rw} ” condutores de cobre de largura “ w_{cr} ”, isolados individualmente por verniz de espessura “ d_{icr} ”.

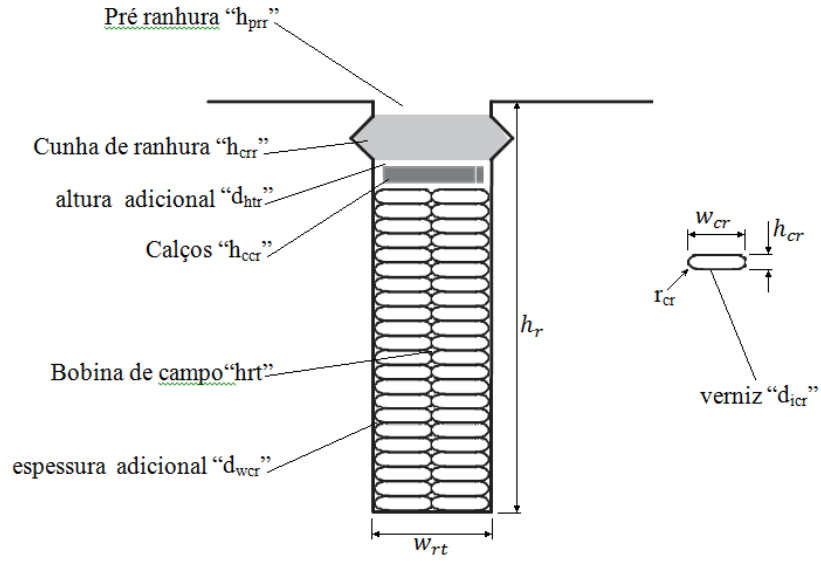


Figura 19– Ranhura típica do rotor

Nesta configuração, ao assumir “ d_{wcr} ” como sendo a espessura adicional devido ao calço lateral e tolerâncias, a largura total da ranhura pode ser descrita como:

$$w_{rt} = N_{rw}(w_{cr} + 2d_{ocr}) + d_{wcr} \quad (114)$$

Tendo por base projetos similares, relação entre a largura da ranhura do rotor e o passo de ranhura, aqui descrito como “ f_{rr} ”, está compreendido entre 0,5 e 0,6. Neste cenário, o valor esperado para a densidade de fluxo magnético nos dentes do rotor estará comumente compreendido entre 1,5 T e 2,0 T, conforme apresentado na Tabela 1.

A largura da ranhura do rotor pode ser descrita como sendo:

$$w_{rt} = f_{rr} \tau_r \quad (115)$$

Ao substituir (115) em (114), tem-se que:

$$f_{rr} \cdot \tau_r = N_{rw}(w_{cr} + 2d_{ocr}) + d_{wcr} \quad (116)$$

Deste modo, para obter a relação desejada entre a largura da ranhura do rotor e o passo de ranhura, a largura dos condutores de cobre nús “ w_{cr} ”, será:

$$w_{cr} = \frac{f_{rr} \cdot \tau_r - 2 N_{rw} d_{ocr} - d_{wcr}}{N_{rw}} \quad (117)$$

Uma vez conhecido o passo de ranhura do rotor e a largura da ranhura rotórica, determina-se a largura do dente do rotor:

$$b_{rt} = \tau_r - w_{rt} \quad (118)$$

Sendo “ A_{cr} ” a secção de cobre necessária para se obter a densidade de corrente desejada, a altura dos condutores de cobre nus “ h_{cr} ” será:

$$h_{cr} = \frac{A_{cr} - N_{rw} r_{cr}^2 (4 - \pi)}{N_{rw} w_{cr}} \quad (119)$$

A bobina de campo é constituída em sua altura por “ N_{er} ” espiras por bobina, cada uma com condutores de cobre de altura “ h_{cr} ”, isolados individualmente por verniz de espessura “ d_{icr} ”. Nesta configuração, ao assumir “ d_{htr} ” como sendo a altura adicional devido às tolerâncias de fabricação, a altura total da bobina pode ser descrita como:

$$h_{rt} = N_{er}(h_{cr} + 2d_{icr}) + d_{htr} \quad (120)$$

Em sua altura, a ranhura do rotor é composta pelos seguintes elementos:

- Pré ranhura “ h_{pr} ”
- Cunha de ranhura “ h_{crr} ”
- Calços “ h_{ccr} ”
- Bobina de campo “ h_{rt} ”

Deste modo, a altura total da ranhura do rotor será:

$$h_r = h_{pr} + h_{crr} + h_{ccr} + h_{rt} \quad (121)$$

A seqüência de cálculos proposta permite estimar as dimensões principais relacionadas às geometrias do estator e rotor de geradores síncronos de polos lisos comumente empregados em Pequenas Centrais Hidrelétricas.

CAPÍTULO 4

MODELAGEM DA TENSÃO INDUZIDA

Para obter-se a força magnetomotriz do polo, neste capítulo será modelada primeiramente a FMM de um condutor alocado em uma ranhura do rotor, visto que o enrolamento de campo de um gerador de rotor cilíndrico é composto por diversos condutores dispostos em ranhuras diferentes. A partir de então, será modelada a tensão induzida nos terminais do gerador.

4.1 Força Magnetomotriz de um Condutor

A estrutura de um condutor alocado em uma ranhura de largura “S” pode ser representada pela Figura 20, que planificada adquire a forma da Figura 21, onde tem-se no interior de uma ranhura de largura “S” um condutor que ao ser percorrido por uma corrente, origina uma força magnetomotriz que decai linearmente até os limites estabelecidos em $\pm \tau/2$.

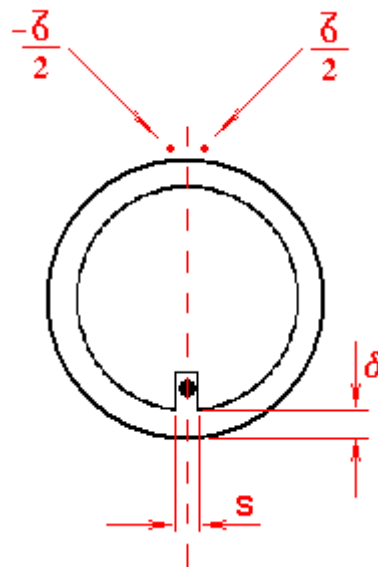


Figura 20– Estrutura de um condutor alocado em uma ranhura

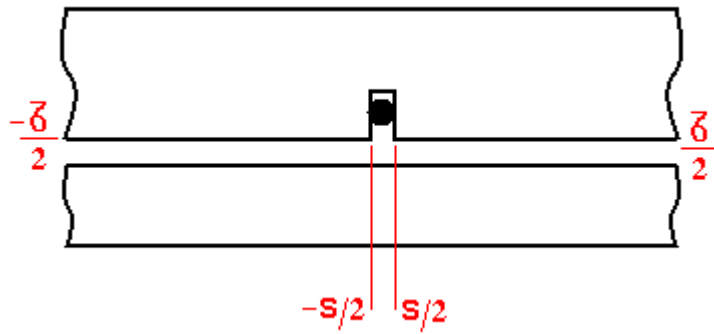


Figura 21– Representação planificada da estrutura de um condutor alocado em uma ranhura

Geradores síncronos de rotor cilíndrico apresentam entreferros pequenos, sendo prudente considerar o efeito da abertura da ranhura na representação da força magnetomotriz (FMM) de um condutor alocado no interior da mesma, como ilustrado na Figura 22.

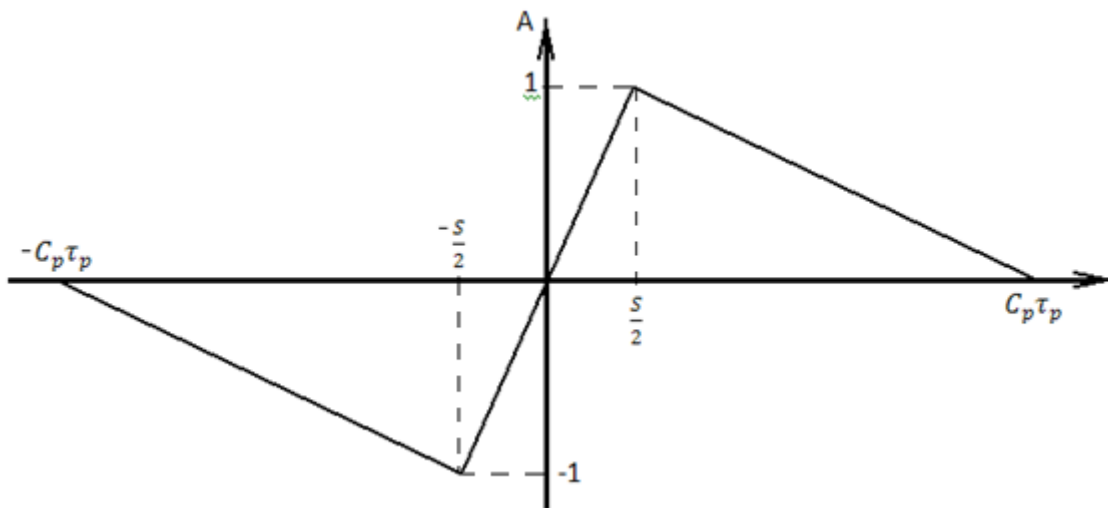


Figura 22– Força Magnetomotriz de um condutor

Os intervalos $\left[0; \frac{s}{2}\right]$ e $\left[\frac{-s}{2}; 0\right]$ correspondem à região interna a ranhura de largura S , onde se encontra alocado o condutor. Já os intervalos $\left[-C_p\tau_p; \frac{-s}{2}\right]$ e $\left[\frac{s}{2}; C_p\tau_p\right]$ fazem menção a região externa a ranhura onde a FMM se distribui. Como apresentado na Figura 22, o modelo proposto considera que a FMM assume seu valor máximo em $\frac{-s}{2}$ e $\frac{s}{2}$, decaindo linearmente a partir de então até os limites estabelecidos pelo período definido em $-C_p\tau_p$ e $C_p\tau_p$.

O conceito de máquina virtual permite representar a atividade eletromagnética na linha do entreferro. Para tanto, ao expressar o número de ranhuras por polo por fase “q” em forma

de fração, existe um arranjo mínimo de ranhuras e polos onde um número inteiro de ranhuras (D_p) combina com um número inteiro de par de polos (C_p).

Sendo a força magnetomotriz $f(t)$ uma função periódica definida como:

$$f(t) = f(t + \tau) \quad (122)$$

Analisando a Figura 22, pode-se dizer que a função $f(t)$ satisfaz as seguintes condições:

- i) Existe um único $f(t)$ para qualquer t .
- ii) A Integral $\int_{t_0}^{t_0+\tau} |f(t)| dt$, existe e não é infinita para qualquer t_0 .
- iii) $f(t)$ tem um número finito de descontinuidades em qualquer período.
- iv) $f(t)$ tem um número finito de máximos e mínimos em qualquer período,

A função que satisfaz os quatro requisitos acima pode ser representada por uma série infinita na forma trigonométrica da serie de Fourier,

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega_0 t + b_k \sin k\omega_0 t) \quad (123)$$

A função que descreve a força magnetomotriz de um condutor alocado em uma ranhura de largura S pode ser expressa por uma série de Fourier de simetria ímpar, onde:

$$f(t) = -f(-t) \quad (124)$$

Como conseqüências só existem harmônicas ímpares na respectiva série, sendo aplicáveis as seguintes simplificações:

$$a_0 = 0 \quad (125)$$

$$a_k = 0 \quad (126)$$

$$b_k = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \sin k\omega_0 t dt \quad (127)$$

No caso em questão, tem-se que:

$$b_k = \frac{4}{\tau} \int_0^{\frac{\tau}{2}} f(x) \sin k\omega_0 x dx \quad (128)$$

Sendo “A” positivo, a equação de uma reta pode ser definida como:

$$f(x) = -Ax + B \quad (129)$$

A partir de (129), determina-se as equações da reta que representam a FMM nos intervalos $\left[0; \frac{S}{2}\right]$ e $\left[\frac{S}{2}; C_p \tau_p\right]$.

No intervalo $\left[0; \frac{S}{2}\right]$, a equação da reta que representa a FMM pode ser expressa como sendo:

$$f(x) = \frac{2}{S} x \quad (130)$$

ao substituir (130) em (128) tem-se:

$$b_{k1} = \frac{4}{2C_p \tau_p} \int_0^{\frac{S}{2}} \frac{2}{S} x \sin\left(k \frac{2\pi}{2C_p \tau_p} x\right) dx \quad (131)$$

Já no intervalo $\left[\frac{S}{2}; C_p \tau_p\right]$, a FMM pode ser representada pela equação da reta assim definida:

Para $C_p \tau_p = \frac{S}{2}$, tem-se:

$$1 = -A \frac{S}{2} + B \quad (132)$$

e para $C_p \tau_p = 0$, tem-se:

$$0 = -A C_p \tau_p + B \quad (133)$$

Reescrevendo (133), tem-se:

$$B = A C_p \tau_p \quad (134)$$

Substituindo (134) em (132) e rearranjando tem-se:

$$1 = -A \frac{S}{2} + A C_p \tau_p \quad (135)$$

$$1 = A(C_p \tau_p - \frac{S}{2}) \quad (136)$$

$$A = \frac{1}{C_p \tau_p - \frac{S}{2}} \quad (137)$$

Substituindo (137) em(134),

$$B = \frac{1}{C_p \tau_p - \frac{S}{2}} C_p \tau_p \quad (138)$$

Deste modo, para o intervalo $[\frac{S}{2}; C_p \tau_p]$, tem-se a seguinte equação da reta:

$$f(x) = -\frac{1}{C_p \tau_p - \frac{S}{2}} x + \frac{C_p \tau_p}{C_p \tau_p - \frac{S}{2}} \quad (139)$$

Portanto, no intervalo $[\frac{S}{2}; C_p \tau_p]$, ao substituir (139) em (128) tem-se:

$$b_{k2} = \frac{4}{2C_p \tau_p} \int_{\frac{S}{2}}^{C_p \tau_p} (-Ax + B) \sin(k \frac{2\pi}{2C_p \tau_p} x) dx \quad (140)$$

Sendo o termo b_k da Série de Fourier que representa a FMM expressa como sendo a soma de (131) e (140):

$$b_k = b_{k1} + b_{k2} \quad (141)$$

Ou seja,

$$b_k = \frac{4}{2C_p \tau_p} \int_0^{\frac{S}{2}} \frac{2}{S} x \sin(k \frac{2\pi}{2C_p \tau_p} x) dx + \frac{4}{2C_p \tau_p} \int_{\frac{S}{2}}^{C_p \tau_p} (-Ax + B) \sin(k \frac{2\pi}{2C_p \tau_p} x) dx \quad (142)$$

Sendo b_k constituído da soma dos termos parciais b_{k1} e b_{k2} , a equação (142) pode ser resolvida a partir da resolução independente de (131) e (140):

Simplificando (131), b_{k1} assume a seguinte forma:

$$b_{k1} = \frac{4}{C_p \tau_p S} \int_0^{\frac{S}{2}} x \sin\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p} x\right) dx \quad (143)$$

Sabendo que:

$$\int x \sin(ax) dx = \frac{\sin(ax)}{a^2} - \frac{x \cos(ax)}{a} \quad (144)$$

Ao aplicar a propriedade (144) em (143):

$$b_{k1} = \frac{4}{C_p \tau_p S} \left[\frac{\sin\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p} x\right)}{\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p}\right)^2} - \frac{x \cos\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p} x\right)}{\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p}\right)} \right]_0^{\frac{S}{2}} \quad (145)$$

Reescrevendo(145):

$$b_{k1} = \frac{4}{C_p \tau_p S} \left[\left(\frac{C_p \tau_p}{k\pi}\right)^2 \sin\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p} x\right) - \left(\frac{C_p \tau_p}{k\pi}\right) x \cos\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p} x\right) \right]_0^{\frac{S}{2}} \quad (146)$$

Para $x = 0$, o valor da equação (146) é zero, contudo para $x = \frac{S}{2}$, tem-se:

$$b_{k1} = \frac{4}{C_p \tau_p S} \left\{ \left[\left(\frac{C_p \tau_p}{k\pi}\right)^2 \sin\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p} \frac{S}{2}\right) \right] - \left[\left(\frac{C_p \tau_p}{k\pi}\right) \frac{S}{2} \cos\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p} \frac{S}{2}\right) \right] \right\} \quad (147)$$

Reescrevendo (147), o termo b_{k1} assume a seguinte forma:

$$b_{k1} = \frac{4C_p \tau_p}{S(k\pi)^2} \sin\left(k \frac{\pi S}{2C_p \tau_p}\right) - \frac{2}{k\pi} \cos\left(k \frac{\pi S}{2C_p \tau_p}\right) \quad (148)$$

Simplificando (140), b_{k2} assume a seguinte forma:

$$b_{k2} = \frac{2}{C_p \tau_p} \int_{\frac{s}{2}}^{C_p \tau_p} -Ax \sin\left(k \frac{\pi}{C_p \tau_p} x\right) dx + \frac{2}{C_p \tau_p} \int_{\frac{s}{2}}^{C_p \tau_p} B \sin\left(k \frac{\pi}{C_p \tau_p} x\right) dx \quad (149)$$

Onde:

$$b_{k21} = \frac{-2A}{C_p \tau_p} \int_{\frac{s}{2}}^{C_p \tau_p} x \sin\left(k \frac{\pi}{C_p \tau_p} x\right) dx \quad (150)$$

$$b_{k22} = \frac{2B}{C_p \tau_p} \int_{\frac{s}{2}}^{C_p \tau_p} \sin\left(k \frac{\pi}{C_p \tau_p} x\right) dx \quad (151)$$

De modo que b_{k2} pode ser descrito como:

$$b_{k2} = b_{k21} + b_{k22} \quad (152)$$

Aplicando a propriedade (144) em (150), tem-se:

$$b_{k21} = \frac{-2A}{C_p \tau_p} \left[\frac{\sin\left(k \frac{\pi}{C_p \tau_p} x\right)}{\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p}\right)^2} - x \frac{\cos\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p} x\right)}{\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p}\right)} \right]_{\frac{s}{2}}^{C_p \tau_p} \quad (153)$$

Reescrevendo (153) :

$$b_{k21} = \frac{-2A}{C_p \tau_p} \left[\left(\frac{C_p \tau_p}{k\pi}\right)^2 \sin\left(k \frac{\pi}{C_p \tau_p} x\right) - \left(\frac{C_p \tau_p}{k\pi}\right) x \cos\left(k \frac{\pi}{C_p \tau_p} x\right) \right]_{\frac{s}{2}}^{C_p \tau_p} \quad (154)$$

Sabendo que:

$$\int \sin(ax) dx = -\frac{\cos(ax)}{a} \quad (155)$$

Aplicando a propriedade (155) em (151), tem-se:

$$b_{k22} = \frac{2B}{C_p \tau_p} \left[\frac{-\cos\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p} x\right)}{\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p}\right)} \right]_{\frac{s}{2}}^{C_p \tau_p} \quad (156)$$

Reescrevendo (156):

$$b_{k22} = \frac{2B}{C_p \tau_p} \left[-\left(\frac{C_p \tau_p}{k\pi}\right) \cos\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p} x\right) \right]_{\frac{S}{2}}^{C_p \tau_p} \quad (157)$$

Sendo $b_{k2} = b_{k21} + b_{k22}$, tem-se que:

$$b_{k2} = \frac{-2A}{C_p \tau_p} \left[\left(\frac{C_p \tau_p}{k\pi}\right)^2 \sin\left(k \frac{\pi}{C_p \tau_p} C_p \tau_p\right) - \left(\frac{C_p \tau_p}{k\pi}\right) C_p \tau_p \cos\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p} C_p \tau_p\right) - \right. \\ \left. \left(\frac{C_p \tau_p}{k\pi}\right)^2 \sin\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p} \frac{S}{2}\right) + \left(\frac{C_p \tau_p}{k\pi}\right) \frac{S}{2} \cos\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p} \frac{S}{2}\right) \right] + \frac{2B}{C_p \tau_p} \left[-\left(\frac{C_p \tau_p}{k\pi}\right) \cos\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p} C_p \tau_p\right) + \right. \\ \left. \left(\frac{C_p \tau_p}{k\pi}\right) \cos\left(\frac{k\pi}{C_p \tau_p} \frac{S}{2}\right) \right] \quad (158)$$

Reescrevendo (158):

$$b_{k2} = \frac{-2A}{C_p \tau_p} \frac{C_p \tau_p}{k\pi} \left[\frac{C_p \tau_p}{k\pi} \sin(k\pi) - C_p \tau_p \cos(k\pi) - \frac{C_p \tau_p}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p}\right) + \right. \\ \left. \frac{S}{2} \cos\left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p}\right) \right] + \frac{2B}{C_p \tau_p} \frac{C_p \tau_p}{k\pi} \left[-\cos(k\pi) + \cos\left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p}\right) \right] \quad (159)$$

Simplificando (159),

$$b_{k2} = \frac{-2A}{k\pi} \left[\frac{C_p \tau_p}{k\pi} \sin(k\pi) - C_p \tau_p \cos(k\pi) - \frac{C_p \tau_p}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p}\right) + \frac{S}{2} \cos\left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p}\right) \right] + \\ \frac{2B}{k\pi} \left[-\cos(k\pi) + \cos\left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p}\right) \right] \quad (160)$$

Sendo $b_k = b_{k1} + b_{k2}$, a partir de (148) e (160) tem-se que:

$$b_k = \\ \frac{4C_p \tau_p}{S(k\pi)^2} \sin\left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p}\right) - \\ \frac{2}{k\pi} \cos\left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p}\right) - \frac{2A}{k\pi} \cdot \frac{C_p \tau_p}{k\pi} \sin(k\pi) + \frac{2A}{k\pi} C_p \tau_p \cos(k\pi) + \frac{2A}{k\pi} \cdot \frac{C_p \tau_p}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p}\right) + \\ \frac{2AS}{2k\pi} \cos\left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p}\right) - \frac{2B}{k\pi} \cos(k\pi) + \frac{2B}{k\pi} \cos\left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p}\right) \quad (161)$$

Reescrevendo (161):

$$b_k = \\ \cos(k\pi) \left(\frac{2A}{k\pi} C_p \tau_p - \frac{2B}{k\pi} \right) + \sin\left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p}\right) \left[\frac{4C_p \tau_p}{S(k\pi)^2} + \frac{2AC_p \tau_p}{(k\pi)^2} \right] + \cos\left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p}\right) \left(\frac{-2}{k\pi} - \right. \\ \left. \frac{AS}{k\pi} + \frac{2B}{k\pi} \right) - \sin(k\pi) \left[\frac{2AC_p \tau_p}{(k\pi)^2} \right] \quad (162)$$

Para facilitar a simplificação, a equação (161) pode ser expressa como sendo:

$$b_k = b_{ka} + b_{kb} + b_{kc} + b_{kd} \quad (163)$$

Onde,

$$b_{ka} = \cos(k\pi) \left(\frac{2A}{k\pi} C_p \tau_p - \frac{2B}{k\pi} \right) \quad (164)$$

$$b_{kb} = \sin \left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p} \right) \left[\frac{4C_p \tau_p}{S(k\pi)^2} + \frac{2AC_p \tau_p}{(k\pi)^2} \right] \quad (165)$$

$$b_{kc} = \cos \left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p} \right) \left(\frac{-2}{k\pi} - \frac{AS}{k\pi} + \frac{2B}{k\pi} \right) \quad (166)$$

$$b_{kd} = -\sin(k\pi) \left[\frac{2AC_p \tau_p}{(k\pi)^2} \right] \quad (167)$$

Substituindo (137) e (138) em (164), (165), (166) e (167) tem-se:

$$b_{ka} = \cos(k\pi) \left(\frac{2}{k\pi} \frac{1}{C_p \tau_p - \frac{S}{2}} C_p \tau_p - \frac{2}{k\pi} \frac{1}{C_p \tau_p - \frac{S}{2}} C_p \tau_p \right) = 0 \quad (168)$$

$$b_{kb} = \sin \left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p} \right) \left(\frac{2C_p \tau_p}{k\pi} \right)^2 \frac{1}{\frac{S}{2} (C_p \tau_p - \frac{S}{2})} \quad (169)$$

$$b_{kc} = \cos \left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p} \right) \left[\frac{-2C_p \tau_p + S}{k\pi (C_p \tau_p - \frac{S}{2})} - \frac{S}{k\pi (C_p \tau_p - \frac{S}{2})} + \frac{2C_p \tau_p}{k\pi (C_p \tau_p - \frac{S}{2})} \right] = 0 \quad (170)$$

$$b_{kd} = -\sin(k\pi) \cdot \left[\frac{2C_p \tau_p}{(k\pi)^2 (C_p \tau_p - \frac{S}{2})} \right] \quad (171)$$

Como definido em (163), $b_k = b_{ka} + b_{kb} + b_{kc} + b_{kd}$. A partir de (168), (169), (170) e (171) tem-se então:

$$b_k = -\frac{2C_p \tau_p}{(k\pi)^2 (C_p \tau_p - \frac{S}{2})} \sin(k\pi) + \left(\frac{2C_p \tau_p}{k\pi} \right)^2 \frac{1}{\frac{S}{2} (C_p \tau_p - \frac{S}{2})} \sin \left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p} \right) \quad (172)$$

Sendo,

$$f(x) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin(k\omega_0 x) \quad (173)$$

Onde a velocidade angular da FMM pode ser expressa como:

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{t_f} \quad (174)$$

O período da FMM pode ser expresso por:

$$t_f = 2C_p \tau_p \quad (175)$$

Substituindo (175) em (174) tem-se:

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{2C_p \tau_p} \quad (176)$$

Substituindo (8) em (176) :

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{2C_p \frac{\pi D_b}{2p}} \quad (177)$$

Assim, a expressão de $f(x)$ é obtida ao aplicar (177) em (173):

$$f(x) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin\left(k \frac{2\pi}{2C_p \frac{\pi D_b}{2p}} x\right) \quad (178)$$

Reescrevendo (178), a série de Fourier de um condutor pode ser expressa por:

$$f(x) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin\left(k \frac{2p}{C_p D_b} x\right) \quad (179)$$

Sabendo que $\sin(k\pi) = 0$, para todo k inteiro, a expressão (172) que define o termo b_k pode ser expressa como:

$$b_k = \left(\frac{2C_p \tau_p}{k\pi}\right)^2 \frac{1}{\frac{s}{2}(C_p \tau_p - \frac{s}{2})} \sin\left(\frac{k\pi S}{2C_p \tau_p}\right) \quad (180)$$

As expressões (179) e (180) definem a força magnetomotriz proveniente de um condutor alocado em uma determinada ranhura.

Contudo, em geradores de polos lisos, o enrolamento de campo é formado por diversos condutores dispostos em diferentes ranhuras, portanto para se obter a FMM proveniente de um polo deve-se efetuar soma das forças magnetomotrizes oriundas de cada um dos diversos condutores que compõem o enrolamento de campo do polo em questão.

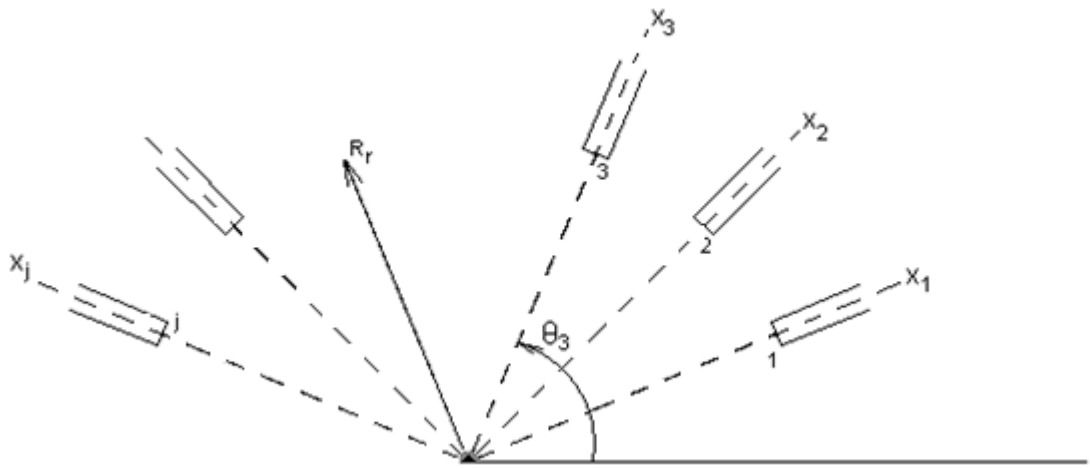


Figura 23– Força Magnetomotriz de um polo

Assim, a FMM de uma semi-espira alocada na ranhura x_j pode ser expressa por:

$$FSE(x; x_j) = I_f A_j \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin\left[k \frac{2p}{C_p D_b} (x - x_j)\right] \quad (181)$$

Sendo N_{fp} o número de ranhuras necessárias para alocar o enrolamento de campo de um polo, para alocarmos $2p$ pares de polos serão necessárias N_r ranhuras, ou seja,

$$N_r = 2 p N_{fp} \quad (182)$$

Sendo “ A_j ” responsável pela definição do sentido da corrente no interior de uma determinada ranhura, a FMM de uma máquina virtual pode ser expressa por:

$$FMV(x; x_j) = I_f \sum_j A_j \sum_k b_k \sin\left[k \frac{2p}{C_p D_b} (x - x_j)\right] \quad (183)$$

A propriedade (184) é utilizada para eliminar o somatório em “j” da expressão (183), assim a FMM de uma máquina virtual será expressa por:

$$\sin(\alpha - \beta) = \sin(\alpha) \cos(\beta) - \cos(\alpha) \sin(\beta) \quad (184)$$

$$FMM(x; x_j) = I_f \sum_k b_k \left\{ \sum_j A_j \sin\left(k \frac{2p}{C_p D_b} x\right) \cos\left(k \frac{2p}{C_p D_b} x_j\right) - \sum_j A_j \cos\left(k \frac{2p}{C_p D_b} x\right) \sin\left(k \frac{2p}{C_p D_b} x_j\right) \right\} \quad (185)$$

Sendo,

$$kwa_k = \sum_j A_j \cos\left(k \frac{2p}{C_p D_b} x_j\right) \quad (186)$$

$$kwb_k = - \sum_j A_j \sin\left(k \frac{2p}{C_p D_b} x_j\right) \quad (187)$$

A expressão (185) pode ser reescrita como:

$$FMM(x; x_j) = I_f \sum_k b_k \left[kwa_k \sin\left(k \frac{2p}{C_p D_b} x\right) + kwb_k \cos\left(k \frac{2p}{C_p D_b} x\right) \right] \quad (188)$$

A partir da Figura 24, define-se a identidade distributiva:

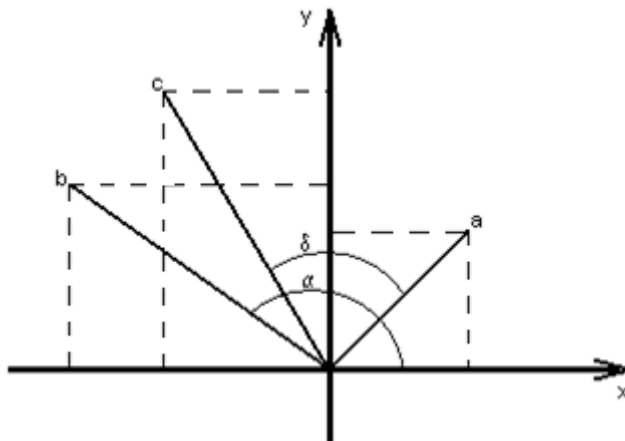


Figura 24 – Representação gráfica da identidade distributiva

Sobre o eixo x, temos:

$$a \cos(\alpha - 90) + b \cos(\alpha) = c \cos(\alpha - 90 + \zeta) \quad (189)$$

$$a \sin(\alpha) + b \cos(\alpha) = c \sin(\alpha + \zeta) \quad (190)$$

Sendo,

$$c^2 = a^2 + b^2 \quad (191)$$

Tal que:

$$\tan(\zeta) = \frac{b}{a} \quad (192)$$

Sobre o eixo y, tem-se:

$$a \sin(\alpha - 90) + b \sin(\alpha) = c \cos(\alpha - 90 + \zeta - 90) \quad (193)$$

$$-a \cos(\alpha) + b \sin(\alpha) = -c \cos(\alpha + \zeta) \quad (194)$$

$$a \cos(\alpha) - b \sin(\alpha) = c \cos(\alpha + \delta) \quad (195)$$

$$a \cos(\alpha) + b \sin(\alpha) = c \cos(\alpha - \zeta) \quad (196)$$

Aplicando as identidades (190), (191) e (192) sobre (188), define-se que:

$$kwd_k = \sqrt{kwa_k^2 + kwb_k^2} \quad (197)$$

$$\tan(\zeta_k) = \frac{kwb_k}{kwa_k} \quad (198)$$

Substituindo (197) e (198) em (188),

$$FMV(x; x_j) = I_f \sum_k b_k kwd_k \sin\left(k \frac{2p}{C_p D_b} x + \zeta_k\right) \quad (199)$$

A densidade de fluxo magnético pode ser descrita pela forma modificada de (199), visto que, em geradores de polos lisos o entreferro é constante. Ao desconsiderar a saturação, tem-se que:

$$B_{MV}(x) = B_o \sum_k B_k k w d_k \sin\left(k \frac{2p}{C_p D_b} x + \zeta_k\right) \quad (200)$$

A partir de (200) são obtidos os valores médio e RMS da densidade de fluxo do polo, as quais serão empregadas no cálculo do fator de onda do campo magnético do polo. Sendo o valor RMS da densidade de fluxo do polo:

$$B_{po} = \sqrt{\frac{1}{\tau_p} \int_0^{\tau_p} \left[B_o \sum_k B_k k w d_k \sin\left(k \frac{2p}{C_p D_b} x + \zeta_k\right) \right]^2 dx} \quad (201)$$

e o valor médio da densidade de fluxo do polo:

$$B_{pm} = \frac{1}{\tau_p} \left\{ \int_0^{\tau_p} \left[B_o \sum_k B_k k w d_k \sin\left(k \frac{2p}{C_p D_b} x + \zeta_k\right) \right]^2 dx \right\} \quad (202)$$

O fator onda do campo magnético gerado será:

$$K_{ff} = \frac{B_{po}}{B_{pm}} \quad (203)$$

Sendo a velocidade periférica do rotor aproximada por:

$$V_r = \pi D_b n_n \quad (204)$$

e o número de par de polos do rotor:

$$p = \frac{f}{n_n} \quad (205)$$

Substituindo (205) em (204) :

$$V_r = \pi D_b \frac{f}{p} \quad (206)$$

Sendo uma onda viajante senoidal descrita pela expressão (207):

$$\varepsilon(x, t) = \varepsilon_0 \sin(kpa \cdot x - \omega_e t) \quad (207)$$

Onde,

$$\omega_e = kpa V_r \quad (208)$$

e

$$kpa = k \frac{2p}{C_p D_b} \quad (209)$$

Substituindo (206) e (209) em (208) :

$$\omega_e = k \frac{2p}{C_p D_b} V_r \pi D_b \frac{f}{p} \quad (210)$$

Reescrevendo (210) :

$$\omega_e = k \frac{\omega}{C_p} \quad (211)$$

Deste modo, o campo magnético viajante é obtido ao aplicar-se (207) e (211) em (200):

$$B_{MV}(x, t) = B_o \sum_k B_k \sin \left(k \frac{2p}{C_p D_b} x - k \frac{\omega}{C_p} t + \zeta_k \right) \quad (212)$$

Assim, a tensão induzida por uma semi-espira de comprimento “l” alocada em uma ranhura localizada em “x” será:

$$e = l V_r B(x, t) \quad (213)$$

Substituindo (206) e (212) em (213) , tem-se:

$$e(x, t) = l \left(\pi D_b \frac{f}{p} \right) B_o \sum_k B_k \sin \left(k \frac{2p}{C_p D_b} x - k \frac{\omega}{C_p} t + \zeta_k \right) \quad (214)$$

Sendo “j” o contador de ranhuras e “ τ_s ” o passo de ranhura, a tensão induzida por uma semi-espira de comprimento “l”, alocada na ranhura “j”, será obtida a partir da substituição de “x” por “j” e “ τ_s ” em (214):

$$e(j, t) = l \left(\pi f \frac{D_b}{p} \right) B_o \sum_k B_k \sin \left[k \frac{2p}{C_p D_b} \tau_s (j - 1) - k \frac{\omega}{C_p} t + \zeta_k \right] \quad (215)$$

Onde “j” varia de 1 a $D_p/3$

Já a tensão induzida pela semi-espira complementar, localizada na segunda camada da ranhura distante “y” ranhuras da posição “x”, será:

$$e(y, t) = l \left(\pi f \frac{D_b}{p} \right) B_o \sum_k B_k \sin \left[k \frac{2p}{C_p D_b} \tau_s (j - 1 + y) - k \frac{\omega}{C_p} t + \zeta_k \right] \quad (216)$$

A tensão induzida na espira formada pelas semi-espiras localizadas nas posições “j” e “y” será:

$$e_s(j, t) = e(y, t) - e(y, t) \quad (217)$$

Sabendo que:

$$\sin(\alpha) - \sin(\beta) = 2 \sin \left(\frac{\alpha - \beta}{2} \right) \cos \left(\frac{\alpha + \beta}{2} \right) \quad (218)$$

A tensão induzida na espira é obtida substituindo-se (216) e (218) em (217):

$$e_s(j, t) = l \left(\pi f \frac{D_b}{p} \right) B_o \sum_k B_k 2 \sin \left[k \frac{2p}{C_p D_b} \tau_s \left(\frac{-y}{2} \right) \right] \cos \left[k \frac{2p}{C_p D_b} \tau_s \left(j - 1 + \frac{y}{2} \right) - k \frac{\omega}{C_p} t + \zeta_k \right] \quad (219)$$

Reescrevendo (219),

$$e_s(j, t) = l \frac{2\pi D_b}{p} f B_o \sum_k B_k \sin \left[k \frac{p}{C_p D_b} \tau_s (-y) \right] \cos \left[k \frac{2p}{C_p D_b} \tau_s \left(j - 1 + \frac{y}{2} \right) - k \frac{\omega}{C_p} t + \zeta_k \right] \quad (220)$$

Definindo $kws_p k$ como sendo,

$$kws_p k = \sin \left[k \frac{p}{C_p D_b} \tau_s (-y) \right] \quad (221)$$

e E_o como:

$$E_o = l \frac{2\pi D_b}{p} f B_o \quad (222)$$

Substituindo (221) e (222) em (220), a tensão induzida na espira formada pelas semi-

espiras localizadas nas posições “j” e “y” será:

$$e_s(j, t) = E_0 \sum_k B_k kws p_k \cos \left[k \frac{2p}{C_p D_b} \tau_s \left(j - 1 + \frac{y}{2} \right) - k \frac{\omega}{C_p} t + \zeta_k \right] \quad (223)$$

Considerando que as espiras da fase mudam de sinal conforme a polaridade que assumem, a tensão induzida na fase “A” será expressa por:

$$e_{fn_A} = E_0 \sum_j r f_{-A(\theta, j)} \sum_k B_k kws p_k \cos \left[k \frac{2p}{C_p D_b} \tau_s \left(j - 1 + \frac{y}{2} \right) - k \frac{\omega}{C_p} t + \zeta_k \right] \quad (224)$$

Em (224), ao se definir α e β como sendo:

$$\alpha = k \frac{2p}{C_p D_b} \tau_s \left(j - 1 + \frac{y}{2} \right) \quad (225)$$

$$\beta = k \frac{\omega}{C_p} t + \zeta_k \quad (226)$$

A expressão (224) pode ser descrita como:

$$e_{fn_A} = E_0 \sum_k B_k kws p_k \left[\sum_j r f_{-A(\theta, j)} \cos(\alpha - \beta) \right] \quad (227)$$

Sendo,

$$\cos(\alpha - \beta) = \cos(\alpha) \cos(\beta) + \sin(\alpha) \sin(\beta) \quad (228)$$

Aplicando (228) em (227), tensão induzida na fase “A” será expressa por

$$E_0 \sum_k B_k kws p_k \left[\sum_j r f_{-A(\theta, j)} \cos(\alpha) \cos(\beta) + \sum_j r f_{-A(\theta, j)} \sin(\alpha) \sin(\beta) \right] \quad (229)$$

Definindo $kwsa_k$ e $kwsb_k$ como:

$$kwsa_k = \sum_j r f_{-A(\theta, j)} \sin(\alpha) \quad (230)$$

$$kwsb_k = \sum_j rf_{A(\theta,j)} \cos(\alpha) \quad (231)$$

Substituindo (230) e (231) em (229):

$$e_{fn_A} = E_0 \sum_k \beta_k \cdot kwsp_k [kwsb_k \cos(\beta) + kwsa_k \sin(\beta)] \quad (232)$$

Aplicando as identidades (190), (191) e (192) sobre (232) tem-se que:

$$kwsd_k = \sqrt{kwsa_k^2 + kwsb_k^2} \quad (233)$$

$$\tan(\delta_k) = \frac{kwsb_k}{kwsa_k} \quad (234)$$

Substituindo (233) e (234) em (232), a tensão fase-neutro induzida na fase “A” será dada por:

$$e_{fn_A} = E_0 \sum_k B_k kwsp_k kwsd_k \sin\left(k \frac{\omega}{C_p} t + \zeta_k\right) \quad (235)$$

A tensão fase-fase por sua vez será obtida a partir de (235), pela seguinte expressão:

$$e_{ff} = -2 E_0 \sum_k B_k kwsp_k kwsd_k \sin\left(k \frac{\pi}{3}\right) \sin\left(k \frac{\omega}{C_p} t + \zeta_k\right) \quad (236)$$

CAPÍTULO 5

MODELAGEM DE CORRENTE

5.1 Característica em curto-circuito do gerador

Na condição específica de curto-circuito permanente nos terminais da máquina, tem-se a corrente I_a circulando pelo estator e originando o fluxo de reação da armadura.

A corrente de excitação relativa a corrente de armadura I_a pode ser obtida a partir da curva característica em curto-circuito da máquina [14]. A Figura 25 apresenta a representação gráfica da curva característica do gerador.

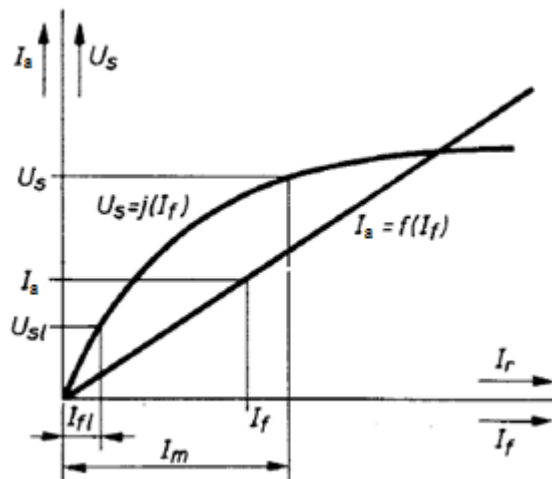


Figura 25 –Representação gráfica da curva característica do gerador [14]

O valor da parcela da corrente de campo “ I_{f1} ”, despendida na queda de tensão sobre a reatância de dispersão do estator, pode ser obtida por meio da curva de saturação em vazio, sendo a mesma aproximada pela corrente de excitação requerida para gerar uma tensão de magnitude equivalente a queda de tensão sobre a reatância de dispersão do estator.

O circuito equivalente da máquina síncrona de polos lisos é apresentado na Figura 26. A resistência de fase do estator é pequena em comparação a reatância de dispersão do estator, motivo pelo qual se assume $R_s=0$ na análise a seguir.

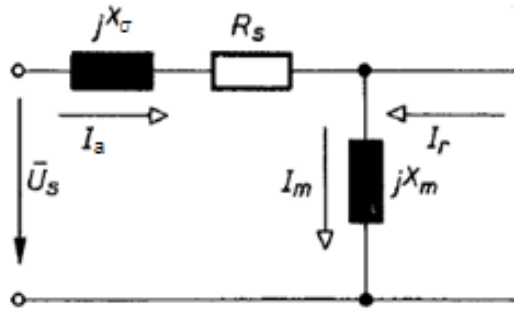


Figura 26 – Circuito equivalente de um gerador síncrono de polos lisos [14]

Na condição de curto-circuito, tem-se que:

$$-jI_a X_\sigma - I_a jX_m = I_r jX_m = r_{if} I_f jX_m \quad (237)$$

O primeiro termo da equação (237) faz referência a queda de tensão sobre a reatância de dispersão, durante o curto-circuito permanente do enrolamento do estator. Nesta condição, a corrente de campo deve contrapor a queda de tensão sobre a reatância de dispersão do estator e a força magnetomotriz de reação da armadura.

A corrente do rotor referenciada ao estator “ I_r ” depende exclusivamente da excitação em corrente contínua. Como a corrente do rotor vista pelo estator é um vetor girante similar a respectiva corrente do estator, no circuito equivalente a corrente contínua presente no rotor figura como uma corrente alternada cuja magnitude independe da condição de carga.

Para obter a corrente “ I_r ” do circuito equivalente, a corrente de campo em corrente contínua “ I_f ” deve ser ajustada pela razão entre as espiras do rotor e estator, considerando seus respectivos fatores de enrolamento.

A queda de tensão sobre a reatância de magnetização pode ser expressa por:

$$-I_a \cdot jX_m = (I_f - I_{f1}) r_{if} \cdot jX_m \quad (238)$$

De modo que:

$$-I_a = (I_f - I_{f1}) r_{if} \quad (239)$$

Onde “ I_f ” corresponde a corrente de campo total, em corrente contínua, necessária para a circulação da corrente de armadura “ I_a ”, na condição de curto-circuito. Deste valor, ao

subtrair-se a parcela da corrente de campo “ I_{f1} ” despendida na queda de tensão na reatância de dispersão, obtem-se a parte da corrente de campo correspondente a reação de armadura:

$$I_f' = I_f - I_{f1} \quad (240)$$

Ao substituir (240) em (239), tem-se que:

$$I_a = I_f' r_{if} \quad (241)$$

Tal que a corrente I_f' no enrolamento de campo produz o fluxo magnético fundamental no entreferro equivalente a uma corrente de amplitude “ I_a ” no enrolamento do estator.

Portanto, a corrente de campo requerida na condição de curto-circuito, $I_f = I_{f1} + I_f'$, pode ser determinada para qualquer valor de corrente de armadura.

Normalmente um único ponto da característica em curto-circuito é calculado, visto que, frente ao baixo nível de saturação do circuito magnético, um comportamento aproximadamente linear é observado.

A definição das parcelas I_{f1} e I_f' , que compõem a corrente de campo na condição de curto-circuito, é apresentada na seqüência.

5.1.1 Parcela da corrente de campo na condição de curto-circuito devido à reação da armadura

A distribuição da força magnetomotriz $FV(x)$ pode ser apresentada como uma função periódica de período 2π , descrita através da seguinte somatória infinita [17]:

$$FV(\gamma) = FV_0 + \sum_{v=1}^n [FV_{v,a} \cos(v \gamma) + FV_{v,b} \sin(v \gamma)] \quad (242)$$

Onde as amplitudes individuais para as harmônicas $v = 1, 2, 3, \dots$ são calculadas por:

$$FV_{v,a} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} FV(\gamma) \cos(v \gamma) d\gamma \quad (243)$$

$$FV_{v,b} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} FV(\gamma) \sin(v \gamma) d\gamma \quad (244)$$

e o valor médio da função, calculado por:

$$FV_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} FV(\gamma) d\gamma \quad (245)$$

A distribuição espacial da força magnetomotriz de uma série de bobinas dispostas com passo encurtado “ $FV_c(\gamma)$ ”, pode ser aproximada pela função retangular apresentada na Figura 27, independente do tempo e da corrente circulando pela bobina (I_f).

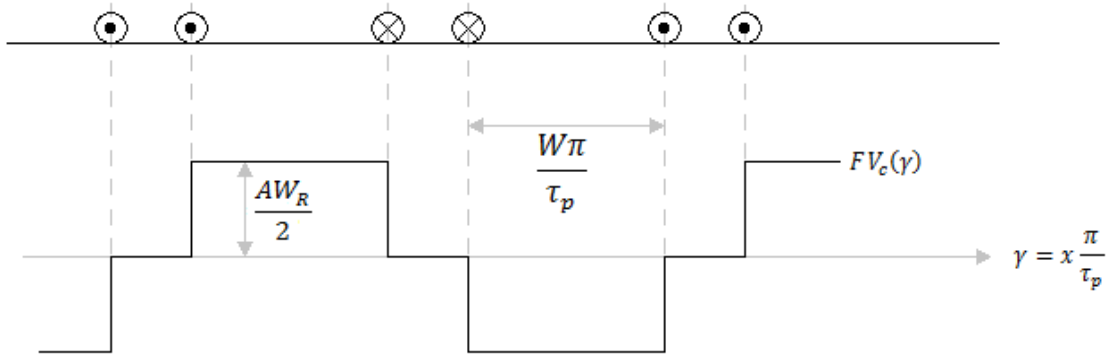


Figura 27 – Força magnetomotriz $FV_c(\gamma)$ de uma série de bobinas de passo encurtado [17]

Expressando o ângulo γ por meio da coordenada x , tem-se que:

$$\gamma = x \frac{\pi}{\tau_p} \quad (246)$$

Em $x = 2\tau_p$, tem-se $\gamma = 2\pi$ graus elétricos, onde 2π graus elétricos correspondem a $2\pi/p$ graus mecânicos.

Observa-se na Figura 27 que o valor médio da função $FV_c(\gamma)$ é igual a zero, portanto o campo magnético no entreferro não possui uma componente constante. Verifica-se então a presença de uma função par, de modo que:

$$FV_c(\gamma) = FV_c(-\gamma) \quad (247)$$

Portanto $FV_c(\gamma)$ é composta somente por funções cosseno, tal que:

$$FV_{c,v,b} = 0 \quad (248)$$

Sendo simétrica em relação ao eixo das abscissas, $FV_c(\gamma)$ pode ser ainda descrita como:

$$FV_c(\gamma) = -FV_c(\gamma + \pi) \quad (249)$$

Combinando (243) e (249),

$$FV_{c,v,a} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} FV_c(\gamma) \cos(v \gamma) d\gamma \quad (250)$$

$$FV_{c,v,a} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} FV_c(\gamma) \cos(v \gamma) d\gamma + \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} FV_c(\gamma) \cos(v \gamma) d\gamma \quad (251)$$

Utilizando a simetria em relação ao eixo das abscissas, a segunda integral de (251) pode ser representada por:

$$\int_{\pi}^{2\pi} FV_c(\gamma) \cos(v \gamma) d\gamma = \int_0^{\pi} FV_c(\gamma' + \pi) \cos[v(\gamma' + \pi)] d\gamma' = \int_0^{\pi} -FV_c(\gamma') \cos[v\gamma'] (-1)^v d\gamma' \quad (252)$$

Substituindo a segunda integral de (251) por (252), tem-se:

$$FV_{c,v,a} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} FV_c(\gamma) \cos(v \gamma) d\gamma + \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} -FV_c(\gamma) \cos[v \gamma] (-1)^v d\gamma \quad (253)$$

No caso de harmônicas pares, as integrais que compõem a expressão (253) se cancelam e a distribuição de $FV_c(\gamma)$, simétrica em relação ao eixo das abscissas, tem somente harmônicas de ordem ímpar. Neste caso, tem-se:

$$FV_{c,v} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} FV_c(\gamma) \cos(v \gamma) d\gamma \quad (254)$$

Sendo que, a análise de Fourier da função retangular apresentada na Figura 27 resulta em [17]:

$$FV_{c,v} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} FV_c(\gamma) \cos(v \gamma) d\gamma = \frac{AW_R}{2} \frac{4}{v\pi} \sin\left(\frac{W}{\tau_p} \frac{v\pi}{2}\right) \quad (255)$$

Tal que $v = 1, 3, 5, \dots$

A Figura 28 apresenta uma representação da força magnetomotriz $FV_c(\gamma)$ de bobinas de passo pleno.

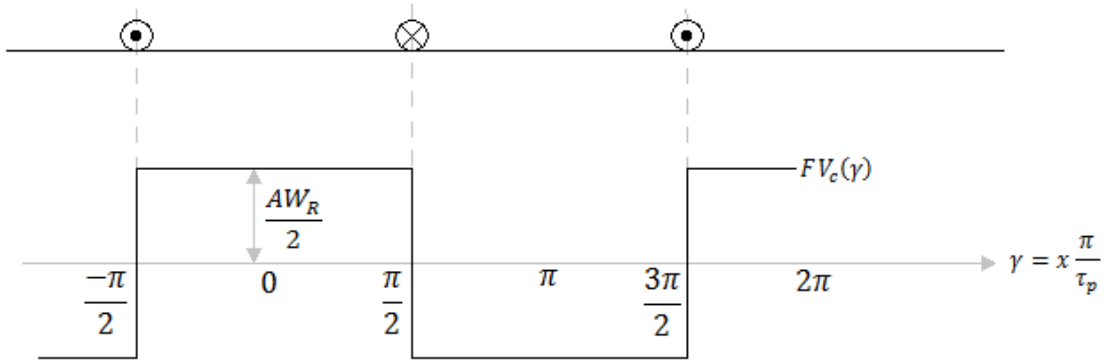


Figura 28 –Força magnetomotriz $FV_c(\gamma)$ de uma série de bobinas de passo pleno [17]

Ao efetuar a análise de Fourier da função retangular apresentada (Figura 28), tem-se que [17]:

$$FV_{c,v} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} FV_c(\gamma) \cos(v \gamma) d\gamma = \frac{AW_R}{2} \frac{4}{v\pi} \sin\left(\frac{v\pi}{2}\right) \quad (256)$$

No caso particular $W = \tau_p$, as expressões (255) e (256) se equivalem, de modo que a condição de passo pleno expressa por (256) é um caso particular de (255). Assim, comparando as respectivas expressões, verifica-se que o valor absoluto das amplitudes do enrolamento de passo encurtado é reduzido pelo seguinte fator de encurtamento:

$$k_{e,v} = \sin\left(\frac{W}{\tau_p} \frac{v\pi}{2}\right) \quad (257)$$

Já a Figura 29 apresenta a distribuição da força magnetomotriz $FV_g(\gamma)$ de um grupo de duas bobinas de passo pleno.

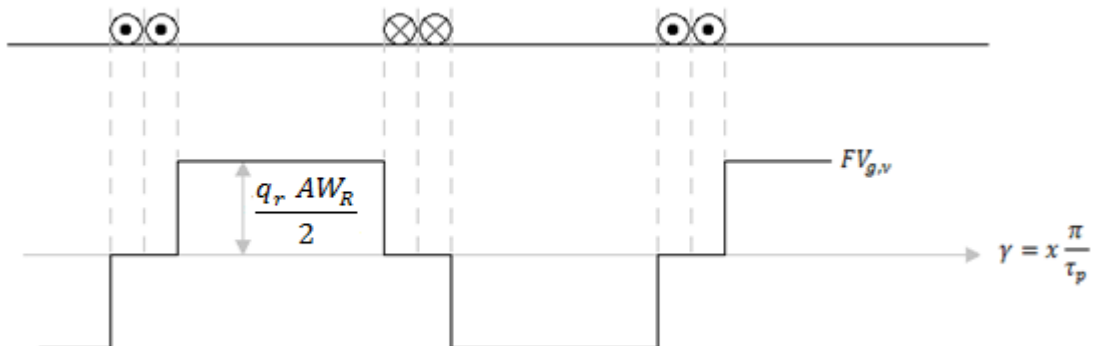


Figura 29 –Força magnetomotriz $FV_g(\gamma)$ de um grupo de bobinas de passo pleno [17]

Sendo $\tau_Q = \tau_p/m.q_r$ a distância entre ranhuras de um mesmo grupo, ao realizar para o grupo de bobinas de passo pleno (Figura 29) uma análise de Fourier similar a executada para os casos anteriores, a amplitude das harmônicas que compõem a função retangular da força magnetomotriz $FV_g(\gamma)$ será [17]:

$$FV_{g,v} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} FV_g(\gamma) \cos(v \gamma) d\gamma = \frac{q_r AW_R}{2} \frac{4}{v\pi} \sin\left(\frac{v\pi}{2}\right) \frac{\sin\left(\frac{v\pi}{2m}\right)}{q \sin\left(\frac{v\pi}{2mq}\right)} \quad (258)$$

No caso particular $q_r = 1$, as expressões (256) e (258) se equivalem, de modo que a condição de passo pleno de uma série de bobinas expressa por (256) é um caso particular de (258). Assim, comparando as respectivas expressões, verifica-se que o valor absoluto das amplitudes de uma bobina do grupo de passo pleno de uma máquina com “q” inteiro é reduzido pelo seguinte fator de distribuição:

$$k_{d,v} = \frac{\sin\left(\frac{v\pi}{2m}\right)}{q \sin\left(\frac{v\pi}{2mq}\right)} \quad (259)$$

Em geradores de polos lisos o enrolamento de campo é composto por “2p” polos, cada um com “N_{br}” bobinas compostas por “N_{er}” espiras em série. Deste modo, o enrolamento de campo é composto por “N_{fr}” espiras em série, de modo que:

$$N_{fr} = 2p N_{br} N_{er} \quad (260)$$

No caso específico do enrolamento de campo percorrido pela corrente de campo I_f’, os ampères-espiras concentrados em cada grupo de bobinas será:

$$\frac{q_r AW_R}{2} = \frac{N_{fr} I_f'}{2p} \quad (261)$$

A distribuição da força magnetomotriz está em repouso quando vista do rotor, pois o mesmo é excitado por corrente contínua. Em um caso geral, a amplitude da fundamental da força magnetomotriz relacionada ao enrolamento de campo (v =1) pode ser expressa ao substituir (257), (259) e (261) em (258):

$$FV_f = \frac{N_{fr} I_f'}{2p} \frac{4}{\pi} k_{e,f} k_{d,f} \quad (262)$$

O fator de enrolamento de campo “ $k_{w,f}$ ” é composto pelo produto entre os fatores de encurtamento e distribuição:

$$k_{w,f} = k_{e,f} k_{d,f} \quad (263)$$

Substituindo (263) em (261) e rearranjando, tem-se que:

$$FV_f = \frac{2 N_{fr}}{\pi p} k_{w,f} I_f' \quad (264)$$

Se o enrolamento de campo está com corrente nula ($I_f = 0$) e pelo enrolamento do estator circula uma corrente trifásica de frequência “ f ”, uma força magnetomotriz de reação da armadura com amplitude fundamental FV_s é gerada. Nesta situação, os ampères-espiras relacionados podem ser expressos por:

$$\frac{q_r AW_R}{2} = \frac{N_s i}{2p} \quad (265)$$

Em um caso geral, a amplitude da força magnetomotriz fundamental relacionada a uma determinada fase da armadura ($v = 1$) pode ser expressa ao substituir (257), (259) e (265) em (258):

$$FV_{ph} = \frac{N_s i}{2p} \frac{4}{\pi} k_{e,f} k_{d,f} \quad (266)$$

O fator de enrolamento de campo ($k_{w,v}$) é composto pelo produto entre os fatores de encurtamento ($K_{e,v}$) e distribuição ($K_{d,v}$):

$$k_{w,v} = k_{e,v} k_{d,v} \quad (267)$$

Substituindo (267) em (266) e rearranjando, tem-se que:

$$FV_{ph} = N_s \frac{i}{p} \frac{2}{\pi} k_{w,s} \quad (268)$$

Sendo a corrente que circula pelo estator dada por:

$$i = I\sqrt{2} \cos(\omega t) \quad (269)$$

Ao substituir (269) em (268), tem-se:

$$FV_{ph} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} N_s}{\pi p} k_{w,s} I \quad (270)$$

Para o campo girante, a distribuição da força magnetomotriz de uma determinada fase será:

$$FV_{ph}(\gamma, t) = \sum FV_{ph} \cos(\gamma) \cos(\omega t) \quad (271)$$

Podendo a força magnetomotriz de um enrolamento trifásico ser expressa pela soma das parcelas das fases individuais A, B e C, espaçadas entre si por $2\pi/3$:

$$FV_A(\gamma, t) = FV_{ph} \cos(\gamma) \cos(\omega t) \quad (272)$$

$$FV_B(\gamma, t) = FV_{ph} \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (273)$$

$$FV_C(\gamma, t) = FV_{ph} \cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (274)$$

Dada a seguinte relação trigonométrica:

$$\cos(\alpha) \cos(\beta) = \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)] \quad (275)$$

Substituindo (275) em (272), (273) e (274):

$$FV_A(\gamma, t) = \frac{FV_{ph}}{2} \cos(\gamma + \omega t) + \frac{FV_{ph}}{2} \cos(\gamma - \omega t) \quad (276)$$

$$FV_B(\gamma, t) = \frac{FV_{ph}}{2} \cos\left(\gamma + \omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{FV_{ph}}{2} \cos(\gamma - \omega t) \quad (277)$$

$$FV_C(\gamma, t) = \frac{FV_{ph}}{2} \cos\left(\gamma + \omega t - \frac{8\pi}{3}\right) + \frac{FV_{ph}}{2} \cos(\gamma - \omega t) \quad (278)$$

A força magnetomotriz de um enrolamento trifásico será obtida a partir da composição dos campos oriundos das Fases A, B e C:

$$FV_s(\gamma, t) = \frac{FV_{ph}}{2} \cos(\gamma + \omega t) + \frac{FV_{ph}}{2} \cos(\gamma - \omega t) + \frac{FV_{ph}}{2} \cos\left(\gamma + \omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{FV_{ph}}{2} \cos(\gamma - \omega t) + \frac{FV_{ph}}{2} \cos\left(\gamma + \omega t - \frac{8\pi}{3}\right) + \frac{FV_{ph}}{2} \cos(\gamma - \omega t) \quad (279)$$

De modo que:

$$FV_s(\gamma, t) = \frac{3}{2} FV_{ph} \cos(\gamma - \omega t) \quad (280)$$

Substituindo (270) em (280), a força magnetomotriz de um enrolamento trifásico será:

$$FV_s(\gamma, t) = \frac{3\sqrt{2} N_s}{\pi p} k_{w,s} I \cos(\gamma - \omega t) \quad (281)$$

Cuja amplitude máxima é:

$$FV_s = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{N_s}{p} k_{w,s} I \quad (282)$$

O campo rotativo do estator não induz tensão no rotor, visto que não existe movimento angular entre eles.

Como as forças magnetomotrizes fundamentais do estator e rotor são senoidalmente distribuídas e relativamente estacionárias entre si, elas podem ser somadas [17]. Juntas, elas originam no entreferro a força magnetomotriz global, cuja fundamental também é senoidalmente distribuída.

A razão entre as espiras do rotor e estator, considerando seus respectivos fatores de enrolamento, permite referenciar ao campo a corrente de armadura, de modo que:

$$I_a = FV_f \frac{I}{FV_s} \quad (283)$$

Substituindo (264) e (282) em (283), tem-se:

$$I_a = I_f' \frac{2 N_{fr} k_{w,f}}{3 \sqrt{2} N_s k_{w,v}} \quad (284)$$

Rearranjando (284), na condição de curto-circuito, a corrente de campo equivalente a força magnetomotriz da armadura vinculada à corrente I_a será:

$$I_f' = \frac{I_a 3 \sqrt{2} N_s k_{w,s}}{2 N_f k_{w,f}} \quad (285)$$

5.1.2 Parcela da corrente de campo na condição de curto-circuito devido à queda de tensão sobre a reatância de dispersão do estator

A parcela da corrente de campo I_{f1} , despendida na queda de tensão pela reatância de dispersão do estator, pode ser obtida a partir da curva de saturação em vazio, sendo a mesma aproximada pela corrente de excitação requerida para gerar uma tensão de fase do estator de magnitude equivalente a queda de tensão sobre a respectiva reatância [15].

Ao tratar da dispersão nos referimos exclusivamente ao efeito auto-indutivo dos fluxos alternados, tal como se apresentam nos estatores dos geradores síncronos [1]. A dispersão em corrente alternada produz forças eletromotrizes de auto-indução, que em conjunto com a originada pelo fluxo principal e as quedas de tensão sobre as resistências, resulta na tensão terminal da máquina.

Os coeficientes de auto-indução relacionados aos fluxos de dispersão e as permeâncias que os determinam, constituem parâmetros auxiliares suficientes para os cálculos das quedas de tensão sobre as reatâncias de dispersão, as quais dependem das dimensões geométricas do circuito magnético, do número de espiras da bobina induzida e da permeabilidade magnética do meio.

Ao serem percorridos pela corrente de armadura, os condutores dispostos na ranhura do estator originam um fluxo disperso. Como tal fluxo disperso é alternado, as linhas de fluxo originadas em um determinado condutor induzem uma força eletromotriz nos condutores adjacentes, que conforme a Lei de Lenz, se opõe a força eletromotriz que a originou. Deste modo, o sentido de corrente induzida é tal que origina um fluxo magnético induzido que se opõe à variação de fluxo magnético indutor [4].

A queda de tensão sobre a reatância de dispersão do estator pode ser então aproximada pelo produto entre a corrente de armadura I_a e a reatância de dispersão ωL_σ , conforme apresentado na equação (286):

$$E_\sigma = I_a \omega L_\sigma \quad (286)$$

De modo geral, a indutância de dispersão do estator (L_σ) pode ser simplificada como sendo composta por três indutâncias distintas, relativas aos campos magnéticos dispersos sobre a ranhura (L_n), abertura da ranhura (L_k) e cabeças do enrolamento (L_s).

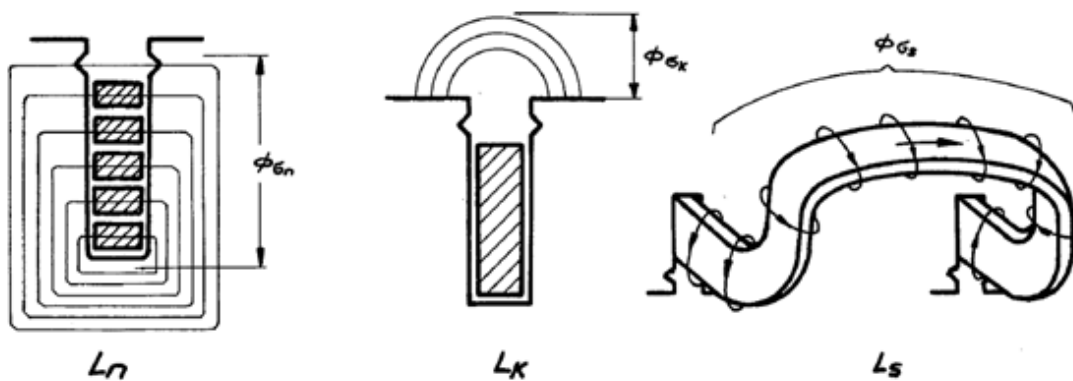


Figura 30 – Representação das componentes da reatância de dispersão do estator [12]

Sendo a indutância de dispersão total do estator aproximada por:

$$L_{\sigma} = L_n L_k L_s \quad (287)$$

E o valor eficaz da queda da f.e.m sobre a reatância de dispersão:

$$E_{\sigma} = I_a X_{\sigma} \quad (288)$$

A Figura 31 apresenta o diagrama fasorial de uma máquina síncrona, onde é possível observar que a força eletromotriz “ E_{σ} ” está atrasada 90° em relação a corrente de armadura I_a . A f.e.m interna “ E ” será obtida a partir da soma vetorial das componentes “ U ”, “ $R_a I_a$ ” e “ U_{σ} ”.

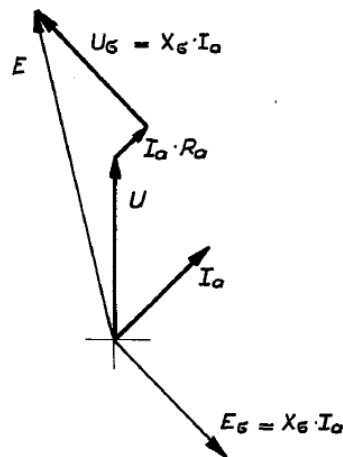


Figura 31 – Diagrama fasorial da máquina síncrona [12]

Para simplificar os cálculos das indutâncias de dispersão L_n , L_k e L_s , serão consideradas constantes as permeabilidades magnéticas dos componentes do circuito nos quais o ar é o meio dominante. Como as relutâncias dos componentes do circuito magnético em meio ferromagnético em série com o ar são muito menores, estas serão desprezadas.

Assim, obtém-se uma dependência linear do fluxo de dispersão Φ_σ em relação a corrente de armadura que o originou.

A energia armazenada no campo magnético pode ser empregada no cálculo de indutâncias e reatâncias. Sendo a energia armazenada no campo magnético [19]:

$$W_\sigma = \frac{1}{2\mu} \int B^2 dv \quad (289)$$

A densidade de fluxo pode ser originada por uma ou mais correntes. Em um simples exemplo, onde duas correntes I_1 e I_2 criam a densidade de fluxo $B = B_1 + B_2$ em um circuito magnético linear, a equação de energia (289) pode ser reescrita da forma:

$$W_\sigma = \frac{1}{2\mu} \int (B_1^2 + 2B_1B_2 + B_2^2) dv \quad (290)$$

Em dispositivos eletromecânicos contendo dois enrolamentos, a energia do campo magnético é armazenada nas indutâncias e assim, a equação de energia pode ser reescrita aplicando as auto-indutâncias L_1 e L_2 e a indutância mútua M .

$$W_\sigma = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + \frac{1}{2} M I_1 I_2 + \frac{1}{2} L_2 I_2^2 \quad (291)$$

Os termos de ambos os lados das equações (290) e (291) se equivalem, de modo que a equação pode ser dividida em três termos e a auto-indutância expressa por:

$$L = \frac{1}{\mu \cdot I^2} \int B^2 dv \quad (292)$$

Reatância de dispersão da ranhura

A reatância de dispersão da ranhura é originada por um fluxo de dispersão. A Figura 32 apresenta a geometria de um tipo de ranhura comumente empregado em estatores de geradores síncronos.

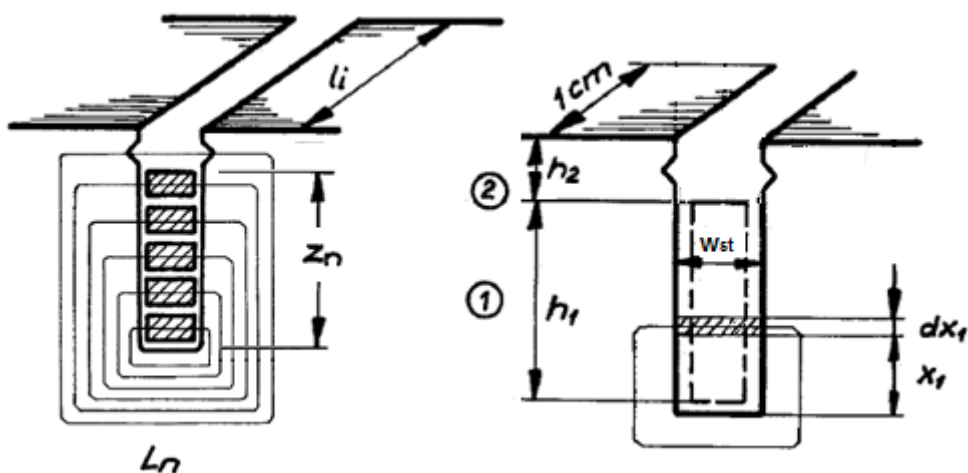


Figura 32 –Representação fluxo de dispersão de ranhura [12]

Para simplificação dos cálculos, se adotará a ranhura como sendo composta por duas secções diferentes, uma relativa a área ocupada pelas bobinas e outra referente a parcela preenchida por cunhas e calços.

A corrente total em uma ranhura é determinada pelo produto entre o número de espiras “ z_n ” alocadas na ranhura e a corrente fluindo por elas I_a .

Ao assumir que a corrente fluindo pela região da ranhura de altura h_1 se distribui uniformemente pela área de altura dx_1 , a densidade de fluxo disperso em um condutor de altura x_1 será determinada pela equação (293).

$$B(h)_1 = \mu_o \frac{z_n I \frac{x_1}{h_1}}{w_{st}} \quad (293)$$

Em um condutor de altura x_1 , a densidade de fluxo disperso pela área dS_1 será definida como:

$$dS_1 = dx_1 l_i \quad (294)$$

Com isso, o elemento de volume vinculado a área dS_1 será:

$$dV_1 = dx_1 l_i w_{st} \quad (295)$$

Substituindo (293) e (295) em (292), tem-se então a parcela da indutância de dispersão de ranhura do estator (L_{n1}), relativa a porção ocupada pelas bobinas de altura h_1 .

$$L_{n1} = \frac{1}{\mu_o I^2} \int_0^{h_1} \left(\mu_o \frac{z_n I}{w_{st}} \right)^2 l_i w_{st} dx_1 \quad (296)$$

A indutância por centímetro de comprimento do núcleo, L_{n1} , será obtida ao adotar $l_i = 1$ cm. Reescrevendo (296), tem-se que:

$$L_{n1} = \mu_o z_n^2 \frac{h_1}{3w_{st}} \quad (297)$$

Onde a permeância magnética vinculada a indutância L_{n1} é definida como:

$$\Lambda_{n1} = \frac{L_{n1}}{z_n^2} \quad (298)$$

De modo que, para a secção de altura h_1 , referente a área ocupada pelas bobinas, a permeância Λ_{n1} será:

$$\Lambda_{n1} = \mu_o \frac{h_1}{3w_{st}} \quad (299)$$

Na secção da ranhura correspondente a área de altura h_2 o campo $B(h)$ é constante, visto que nesta região a corrente não varia em função da profundidade da ranhura. Assim, a densidade de fluxo disperso será determinada pela equação (300).

$$B(h)_2 = \mu_o \frac{z_n I}{w_{st}} \quad (300)$$

Na região da ranhura de altura h_2 , a densidade de fluxo disperso B_2 flui pela área S_2 definida como:

$$S_2 = h_2 l_i \quad (301)$$

De modo que o volume vinculado a área S_2 será:

$$V_2 = h_2 l_i w_{st} \quad (302)$$

A parcela da indutância de dispersão do estator (L_{n2}), relativa a região da ranhura preenchida por cunhas e calços de topo será obtida ao se substituir (300) e (302) em (292):

$$L_{n2} = \frac{1}{\mu_o I^2} \left(\mu_o \frac{z_n I}{w_{st}} \right)^2 h_2 l_i w_{st} \quad (303)$$

Ao adotar-se $l_i = 1$ cm na expressão (303), a indutância L_{n2} por centímetro de comprimento do núcleo será:

$$L_{n2} = \mu_o z_n^2 \frac{h_2}{w_{st}} \quad (304)$$

Sendo a permeância Λ_{n2} , vinculada a secção de altura h_2 , dada por:

$$\Lambda_{n2} = \mu_o \frac{h_2}{w_{st}} \quad (305)$$

A partir das simplificações adotadas, a permeância magnética atrelada a indutância total de dispersão de uma ranhura será:

$$\Lambda'_n = \Lambda_{n1} + \Lambda_{n2} \quad (306)$$

Substituindo (299) e (305) em (306), tem-se então a permeância magnética de uma ranhura preenchida por um enrolamento de uma camada:

$$\Lambda'_n = \mu_o \left(\frac{h_1}{3w_{st}} + \frac{h_2}{w_{st}} \right) \quad (307)$$

Contudo, geradores síncronos de grande porte são comumente constituídos de enrolamentos de dupla camada. Neste caso, fatores de correção devem ser considerados sobre a equação (307), de modo a considerar a influência da indutância mútua existente entre as duas camadas do enrolamento sobre a permeância magnética total da ranhura. Os fatores de correção K_1 e K_2 traduzem a influência da repartição de condutores de fases diferentes na ranhura, sendo função do encurtamento de passo do enrolamento e podendo ser aproximados a partir da Figura 33 [12].

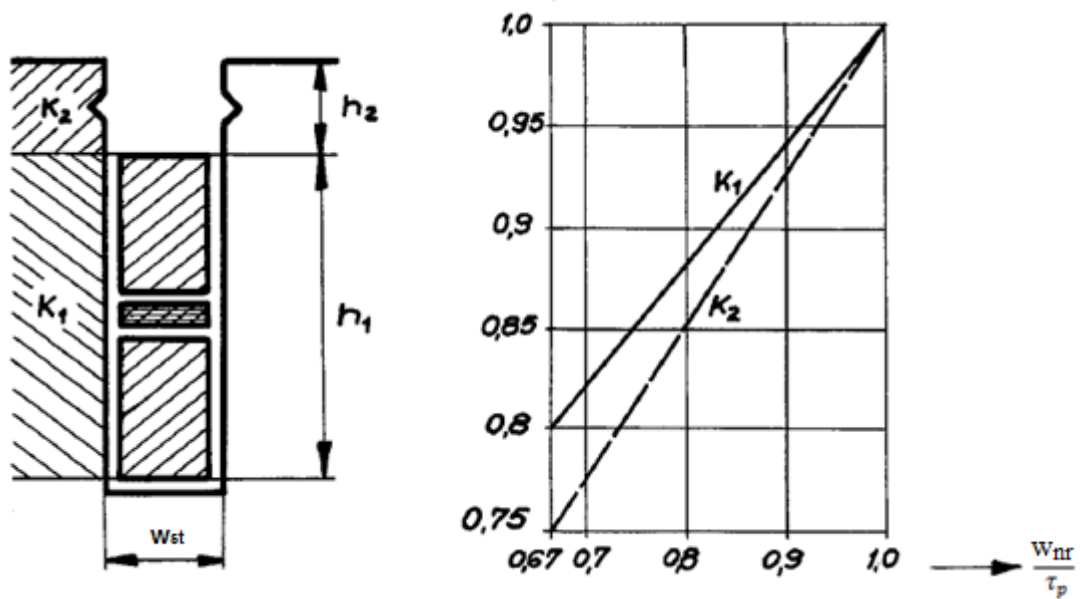


Figura 33 – Fatores de correção da permeância magnética, aplicáveis a enrolamentos de dupla camada [12]

De modo que, a permeância magnética de uma ranhura de enrolamento de dupla camada será:

$$\Lambda_n = \mu_o \left(k_1 \frac{h_1}{3w_{st}} + k_2 \frac{h_2}{w_{st}} \right) \quad (308)$$

e a indutância de dispersão de uma ranhura de comprimento axial efetivo l_{ef} :

$$L_{un} = z_n^2 L_{ef} \Lambda_n \quad (309)$$

Conforme exposto na Figura 34, cada fase do enrolamento do estator é composta por espiras conectadas em série de modo que, para enrolamentos trifásicos de dupla camada, o número de bobinas em série por fase (N_b) é:

$$N_b = \frac{N_s}{m a} \quad (310)$$

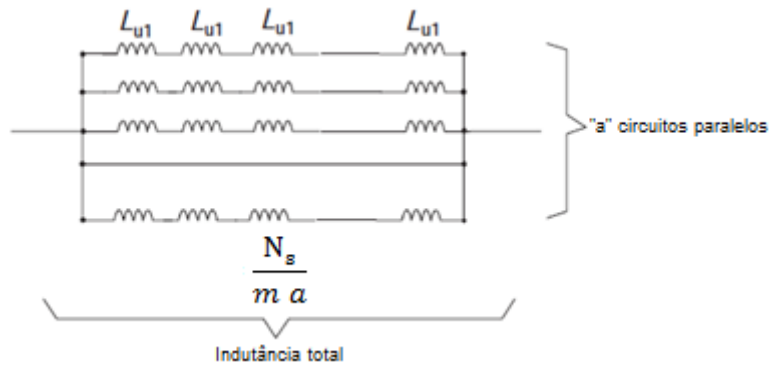


Figura 34 – Representação do enrolamento estatórico [19]

Para um estator com “a” circuitos paralelos por fase, a indutância de dispersão de ranhura do enrolamento completo será:

$$L_N = L_{un} \left(\frac{\frac{N_s}{m \cdot a}}{a} \right) = z_n^2 L_{ef} \Lambda_n \frac{N_s}{m a^2} \quad (311)$$

O número de condutores em série de um enrolamento de dupla camada, com “ N_z ” ranhuras e “ z_n ” condutores por ranhura será:

$$N_f = \frac{N_s z_n}{2 m a} \quad (312)$$

Reescrevendo (312) tem-se:

$$N_s = \frac{2 m a N_f}{z_n} \quad (313)$$

Substituindo (313) em (311), a indutância de dispersão de ranhura do enrolamento completo será:

$$L_N = \frac{2 N_f z_n L_{ef} \Lambda_n}{a} \quad (314)$$

Sendo a reatância de dispersão de ranhura do enrolamento completo (X_{SN}):

$$X_{SN} = 2 \pi f L_N \quad (315)$$

Substituindo (314) em (315), o valor da reatância em ohms, será:

$$X_{SN} = \frac{4 \pi f N_f z_n L_{ef} \Lambda_n}{a} \quad (316)$$

Sendo a impedância nominal da máquina:

$$Z_N = \frac{U_n}{\sqrt{3} I_n} \quad (317)$$

Ao dividir (316) por (317), tem-se então X_{SN} em p.u.:

$$X_{SN} = \frac{4 \pi f N_f z_n L_{ef} \Lambda_n}{a} \frac{1}{Z_N} \quad (318)$$

Reatância de dispersão na abertura da ranhura

O fluxo de corrente pelos condutores alocados no interior de uma determinada ranhura origina uma diferença de potencial entre os dentes adjacentes a mesma, originando um fluxo de dispersão na abertura da ranhura. A reatância de dispersão na extremidade do dente é determinada pela magnitude do fluxo de dispersão que flui no entreferro externamente a abertura da ranhura, conforme apresentado na Figura 35.

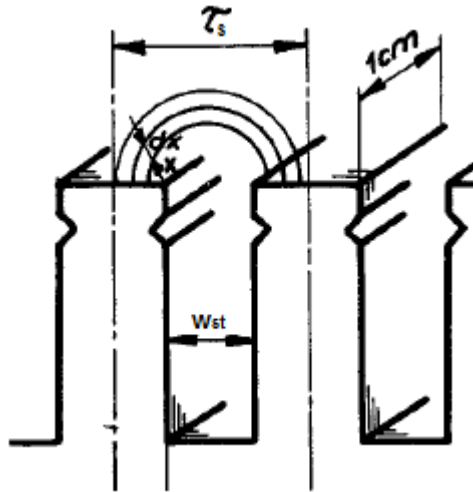


Figura 35 – Representação do fluxo de dispersão na abertura da ranhura [12]

A reatância de dispersão na abertura da ranhura pode ter seu valor estimado ao se adotar as seguintes simplificações [12]:

- espreadimento das linhas de fluxo em apenas uma extremidade do dente;
- ranhura localizada na região interpolar;
- Linhas de fluxo em forma de semi-elipses, tendo as bordas do dente como pontos focais.

A permeância na abertura da ranhura de um enrolamento dupla camada (Λ_k), por centímetro de comprimento, será dada por:

$$\Lambda_k = \frac{1}{\pi} \mu_o k_2 \ln \left(\frac{\tau_s}{w_{st}} + \sqrt{\left(\frac{\tau_s}{w_{st}} \right)^2 - 1} \right) \quad (319)$$

Ao considerar o comprimento axial efetivo do núcleo “ L_{ef} ”, a indutância de dispersão na abertura da ranhura será:

$$L_{uk} = z_n^2 L_{ef} \Lambda_k \quad (320)$$

De modo análogo ao apresentado em (311), a indutância de dispersão de abertura de ranhura para um enrolamento com “ a ” circuitos em paralelo por fase será:

$$L_k = z_n^2 L_{ef} \Lambda_k \frac{N_s}{m a^2} \quad (321)$$

Podendo a reatância de dispersão de abertura da ranhura “ X_{SK} ” ser obtida de modo semelhante ao descrito para a reatância de dispersão de ranhura do enrolamento completo “ X_{SN} ”.

$$X_{SK} = \frac{4 \pi f N_c z_n L_{ef} \Lambda_k}{a} \frac{1}{Z_N} \quad (322)$$

Reatância de dispersão nas cabeças do enrolamento:

O fluxo disperso na região das cabeças do enrolamento, ou seja, na parcela do enrolamento externa ao núcleo do estator, resulta das correntes que fluem pelas bobinas nesta região. A geometria das cabeças do enrolamento é de difícil análise, visto que todas as fases de um enrolamento polifásico influenciam na ocorrência do fluxo de dispersão. Portanto, determinar com exatidão a reatância de dispersão nas cabeças do enrolamento é uma difícil tarefa, que requer uma solução numérica tridimensional.

As cabeças do enrolamento estão relativamente afastadas do núcleo estatórico, assim as indutâncias nesta região não possuem valores elevados, motivo pelo qual o emprego de fatores empíricos é suficiente para o cálculo aproximado da permeância magnética de dispersão nas cabeças do enrolamento [19].

Geradores síncronos de polos lisos empregam normalmente enrolamentos de dupla camada em seus estatores, compostos por bobinas com transposição natural de mesma largura, como apresentado na Figura 36.

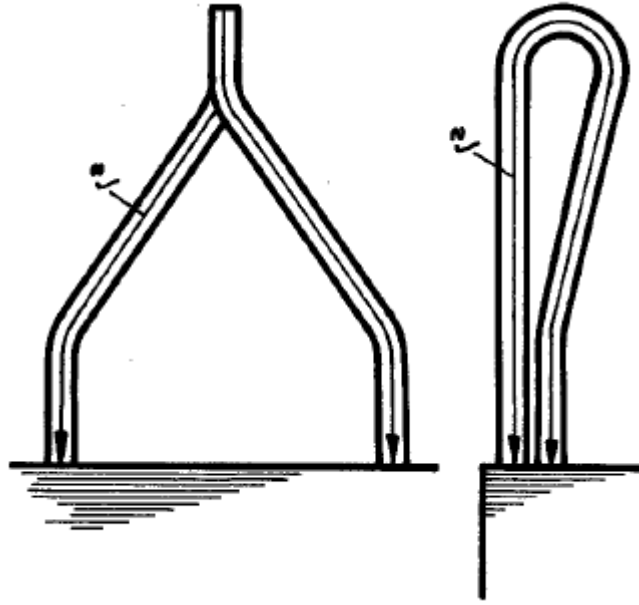


Figura 36 – Representação da cabeça de uma bobina de múltiplas espiras com transposição natural [12]

Nesta configuração, o comprimento médio aproximado da cabeça de bobina “ l_s ” e a permeância magnética de dispersão nas cabeças do enrolamento “ Λ_s ”, podem ser obtidos pelas equações (323) e (324) [12]:

$$l_s = 80 + 1,4 \tau_p + 40 U_n \quad (323)$$

$$\Lambda_s = 0,43 \mu_o l_s K_p^2 q \quad (324)$$

Deste modo, a indutância de dispersão nas cabeças do enrolamento será:

$$L_{uS} = z_n^2 \Lambda_s \quad (325)$$

Para um enrolamento com “ a ” circuitos em paralelo por fase, a indutância de dispersão nas cabeças de bobina será:

$$L_S = z_n^2 \Lambda_s \frac{N_s}{m a^2} \quad (326)$$

De modo análogo ao apresentado para a reatância de dispersão de ranhura, a reatância de dispersão nas cabeças de bobina será:

$$X_{SW} = \frac{4 \pi f N_f z_n \Lambda_S}{a} \frac{1}{Z_N} \quad (327)$$

Sendo a reatância de dispersão total do estator, obtida a partir da soma:

$$X_{\sigma} = X_{SN} + X_{SK} + X_{SW} \quad (328)$$

Uma vez determinado “ X_{σ} ”, a queda de tensão sobre a reatância de dispersão do estator pode ser obtida a partir da equação (288), visto que $E_{\sigma} = I_a \cdot X_{\sigma}$.

CAPÍTULO 6

SIMULAÇÃO DOS ENSAIOS

6.1 Cálculo Analítico

Durante o dimensionamento eletromagnético são definidas geometrias e dimensões de cada componente do circuito ativo do gerador. O circuito ativo compreende as partes do gerador que estão diretamente relacionadas a circulação de corrente e ao fluxo magnético. As partes ativas são: núcleo do estator, enrolamento do estator, entreferro, núcleo dos polos, bobina polar e anel magnético.

O primeiro passo deste processo é determinar dimensões e fixar características de projeto. Na sequência, o circuito magnético é resolvido e o ponto de carga determinado. Para isso, são calculados: fluxo magnético, densidades de fluxo, campos magnéticos, forças magnetomotrizes e correntes de excitação.

As informações básicas para executar o projeto de um gerador são:

- Potência aparente: obtida a partir da potência ativa disponibilizada no eixo do gerador pela turbina, fator de potência e rendimento do gerador na condição nominal.
- Fator de potência: normalmente especificado em função da necessidade de geração de potência reativa.
- Rotação nominal: definida pela turbina em função de dados como queda e vazão.
- Rotação de disparo: definida pela turbina para uma condição excepcional, onde os dispositivos de fechamento do fluxo da água não entraram em operação. Este parâmetro influencia o dimensionamento mecânico das partes rotativas do gerador.
- Tensão nominal: especificada tendo por base fatores como nível de tensão do sistema ao qual o gerador será conectado e análise econômica do conjunto gerador.
- Variação de tensão: porcentagem de variação da tensão em torno do seu valor nominal, normalmente definido pelas características de regulação do sistema elétrico próximo ao gerador.
- Frequência Nominal: frequência da rede ao qual o gerador será instalado.
- Efeito de Inércia: definido em função da regulação dos transitórios hidráulicos e exigências de estabilidade durante transitórios no sistema elétrico.

No capítulo 3 foram apresentadas as premissas adotadas para obtenção das dimensões do gerador. Foi desenvolvida então uma seqüência analítica de cálculos que permite dimensionar componentes do estator, como os diâmetros interno e externo, comprimento axial do núcleo, dutos de ventilação, número de ranhuras e suas dimensões.

O algoritmo possibilita obter o número de ranhuras do rotor, dimensões das ranhuras, comprimento axial do rotor e número de dutos de ventilação. Daí, é verificado se a geometria proposta mantém parâmetros como as densidades de corrente e de fluxo magnético dentro de valores adequados, recomendados pela literatura. Caso não estejam, ajustes são efetuados e os parâmetros analisados novamente.

Após o pré-dimensionamento do gerador, parâmetros e dimensões necessários para os cálculos da força magnetomotriz dos polos, tensão terminal do gerador, fator de influência telefônica e reatâncias síncronas saturadas e não saturadas se encontram disponíveis. A partir de então, a metodologia de cálculo proposta foi implementada no software Mathcad, dando origem aos resultados apresentados a seguir.

6.1.1 Força Magnetomotriz do conjunto de polos contidos em uma máquina virtual

As expressões (179) e (180) definem a força magnetomotriz proveniente de um condutor alocado em uma determinada ranhura. Aplicando este conceito a uma bobina composta por dois condutores alocados em ranhuras distintas, sujeitas a corrente elétrica circulando em um sentido definido, a força magnetomotriz pode ser aproximada por:

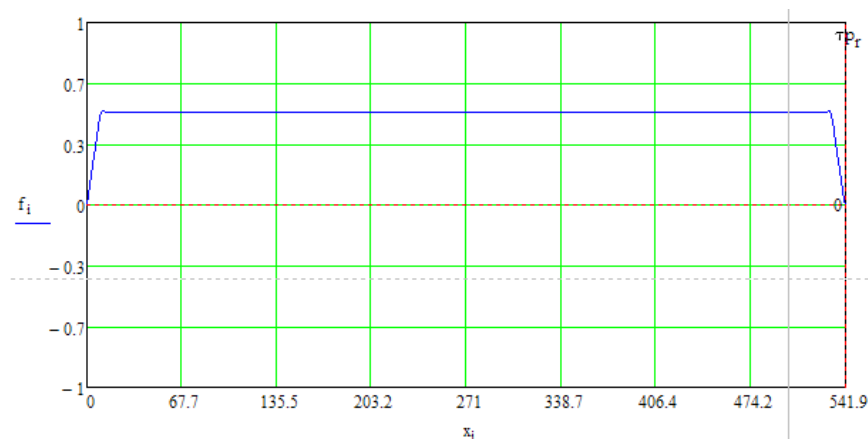


Figura 37 – Força Magnetomotriz de uma bobina

Este comportamento é comprovado pela simulação em elementos finitos, conforme apresentado no item 6.2.1 [24].

O número de ranhuras por polo por fase “q” pode ser expresso em forma de fração, existindo um arranjo de ranhuras e polos onde um número inteiro de ranhuras (D_p) combina com um número inteiro de par de polos (C_p). Este conceito, definido como máquina virtual (ROCHA, J.), permite representar a atividade eletromagnética na linha do entreferro por meio do período harmônico fundamental.

A força magnetomotriz referente ao conjunto de polos contidos em uma máquina virtual foi obtida a partir da equação (199):

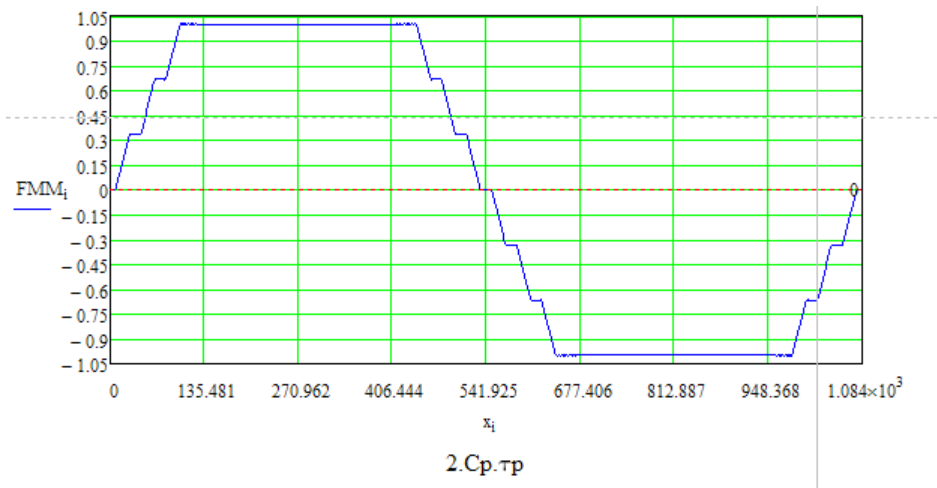


Figura 38 – Força Magnetomotriz do conjunto de polos contidos em uma máquina virtual

6.1.2 Densidade de fluxo magnético sobre a linha do entreferro

A forma de onda do campo magnético do polo é obtida então a partir de (201), (202) e (203):

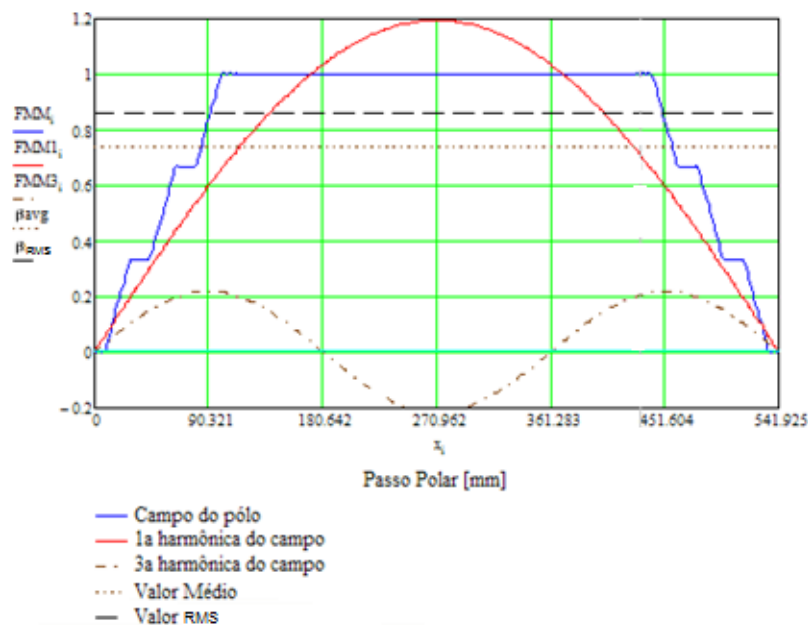


Figura 39 – Densidade de Fluxo Magnético sobre a linha do entreferro

6.1.3 Tensão Terminal do Gerador

O procedimento analítico implementado em MathCad permite visualizar as formas de onda de tensão fase-neutro e fase-fase a partir das equações (235) e (236):

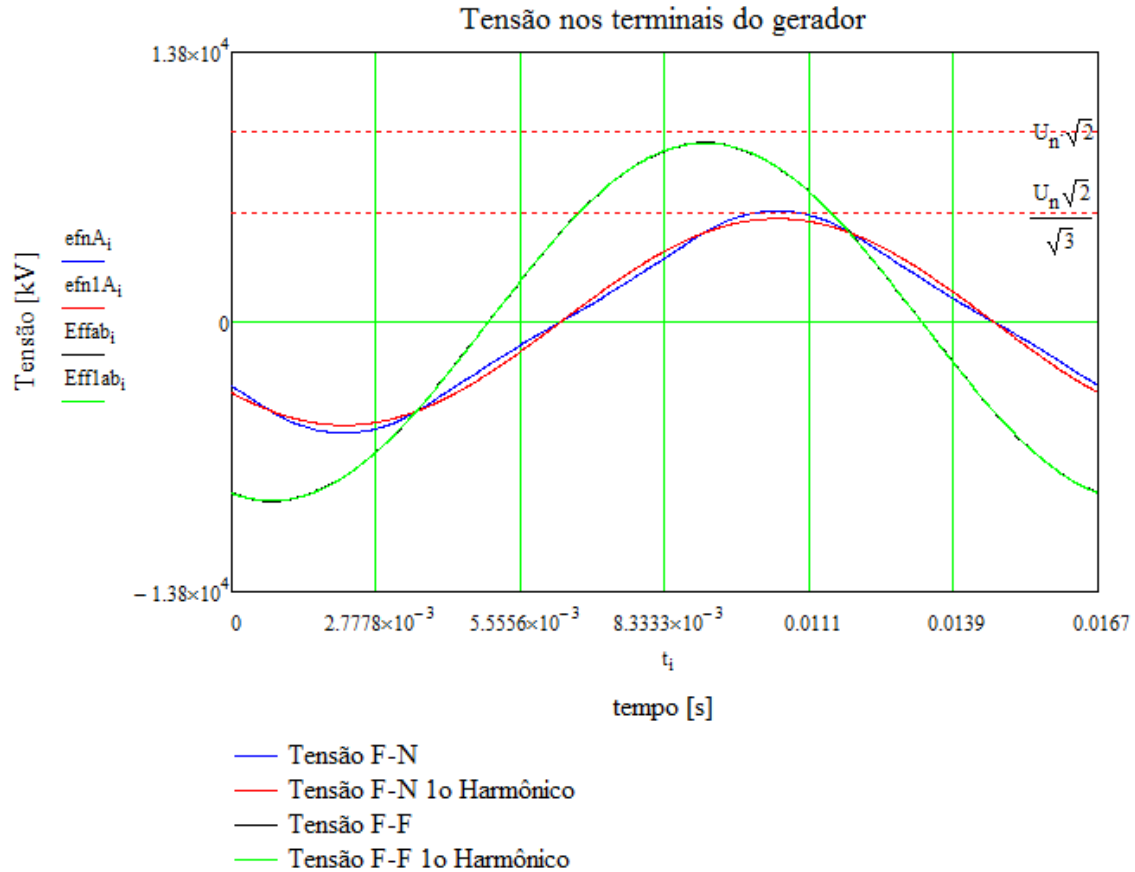


Figura 40 – Forma de onda da tensão terminal do gerador

A análise da forma de onda da tensão em vazio do gerador, assim como o desvio em relação à onda senoidal equivalente, é determinada de acordo com o item 3.12. da Norma IEEE Std 115 – 1995 [25].

Esta análise permite verificar o conteúdo harmônico da onda de tensão do gerador, e comparar o mesmo com os valores especificados na referida Norma. Para tanto, é determinada a máxima diferença entre as formas de onda de tensão e senoidal equivalente.

O fator de desvio de forma de onda é determinado pela relação:

$$F_{Desvio} = \frac{\Delta E_{m\acute{a}x}}{\Delta E_{OM}} 100\% \quad (329)$$

Sendo,

$$E_{OM} = \sqrt{\frac{2}{J_a} \sum_{j_b=1}^{J_a} E_{j_b}^2} \quad (330)$$

A Figura 41 apresenta o fator de desvio da forma de onda de tensão terminal em vazio calculado para o gerador proposto. O valor obtido é inferior ao limite de 10% estabelecido pela norma IEEE Std C50.12-2005 [26].

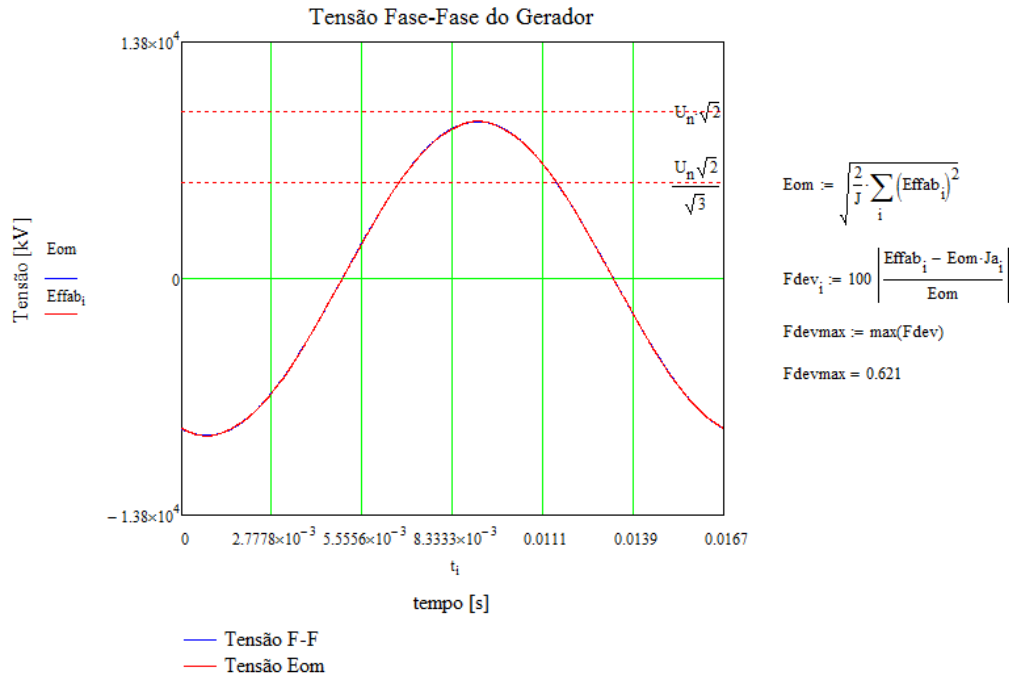


Figura 41 – Fator de desvio de forma de onda de tensão terminal do gerador

6.1.4 Fator de Influência Telefônica

Adicionalmente são calculados os Fatores de Influência Telefônica balanceado e residual, para comparação com os valores definidos na norma IEEE Std C50-12 [26]. Os Fatores de Influência Telefônica, ou Telephone Influence Factor (TIF) em inglês, são determinados de acordo com o item 5.8.2 da norma IEEE Std C50.12-2005 [26].

Níveis elevados de componentes harmônicas na forma de onda da tensão do gerador podem causar interferência em redes de comunicação antigas, localizadas próxima ao sistema de potência. Assim, além de permitir avaliar se o conteúdo harmônico presente na forma de onda de tensão está dentro de níveis estabelecidos por norma, o TIF fornece suporte a eventuais análises de problemas de interferência nos sistemas de comunicação.

Matematicamente, o TIF é interpretado como sendo a raiz quadrada da somatória dos quadrados das amplitudes ponderadas das harmônicas ímpares, encontradas nas ondas de tensão entre fases do gerador. As componentes harmônicas de ordem par possuem valores muito pequenos, se comparados às de ordem ímpar, motivo pela qual as mesmas são desprezadas. O Fator de Influência Telefônica é determinado a partir da soma ponderada das componentes harmônicas iguais ou inferiores a 75ª ordem. A ponderação adotada, apresentada no Anexo B da referida norma, considera o grau de acoplamento existente entre os sistemas de potência e de comunicação.

O fator de influência telefônica é definido para as condições balanceada e residual. No cálculo do TIF balanceado, são consideradas as harmônicas medidas na tensão fase-neutro, omitindo a terceira harmônica e suas múltiplas. A Tabela 3 apresenta os limites estabelecidos pela norma IEEE Std C50.12-2005 para o TIF balanceado:

$$TIF_B = \frac{\sqrt{\sum (U_n T_n)^2}}{U_{rms}} \quad (331)$$

Tabela 3 – Limites para o TIF Balanceado [26]

Potência nominal do gerador [MVA]	TIF Balanceado
$5 \leq MVA < 20$	100
$20 \leq MVA < 100$	70
$100 \leq MVA$	40

Já o cálculo do TIF residual considera as amplitudes da 3ª harmônica e suas múltiplas, obtidas a partir da análise da onda de tensão fase-neutro. Os limites estabelecidos pela IEEE Std C50.12-2005 para o TIF residual estão apresentados na Tabela 4:

$$TIF_R = \frac{\sqrt{(U_3 T_3)^2 + (U_9 T_9)^2 + (U_{15} T_{15})^2 + \dots}}{U} \quad (332)$$

Tabela 4 – Limites para o TIF Residual [26]

Potência nominal do gerador [MVA]	TIF Residual
$5 \leq MVA < 20$	75
$20 \leq MVA < 100$	50
$100 \leq MVA$	30

Sendo F_{fn} e F_{ff} as Transformadas Discretas de Fourier das tensões fase-neutro e fase-fase, os módulos das amplitudes das harmônicas divididas pela amplitude da fundamental são:

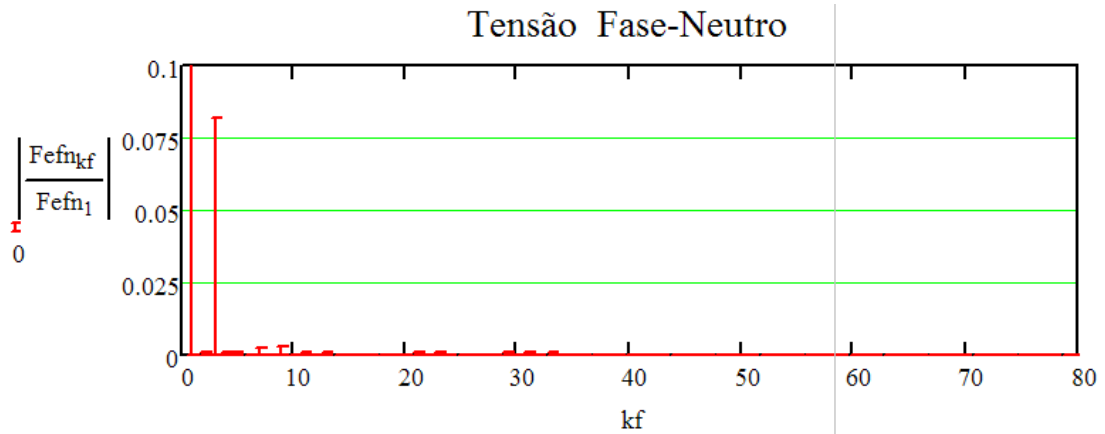


Figura 42 – Amplitude das harmônicas da tensão fase-neutro do gerador

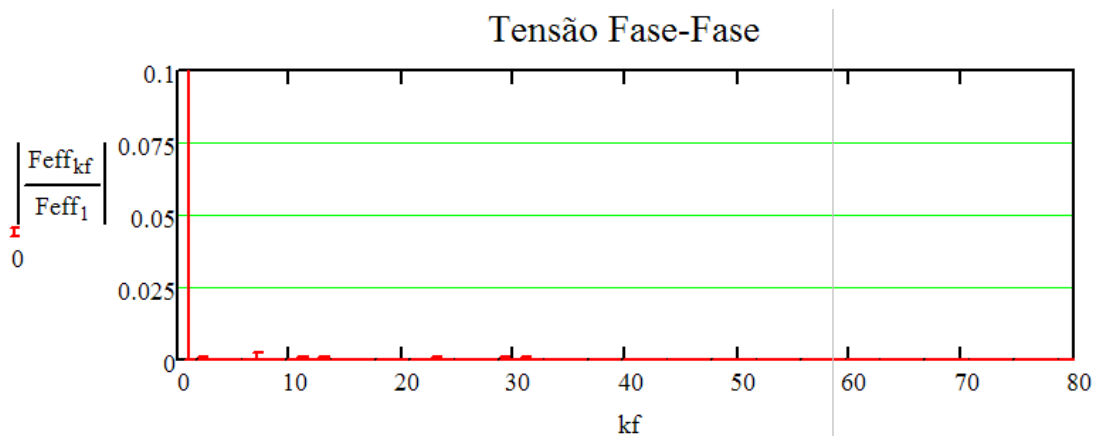


Figura 43 – Amplitude das harmônicas da tensão fase-fase do gerador

Os fatores de influência telefônica balanceado e residual, calculados para o gerador proposto, são apresentados na Tabela 5, onde é possível observar que os valores obtidos se encontram dentro dos limites estabelecidos pela norma [26].

Tabela 5 – Tabela comparativa para os Fatores de Influência Telefônica

	Potência nominal do gerador [MVA]	TIF Balanceado	TIF Residual
Conforme IEEE Std C50.12-	$5 \leq \text{MVA} < 20$	100	75
Valores calculados	16,7 MVA	10,6	10

6.1.5 Característica em vazio do gerador

A curva característica em vazio é obtida mediante a excitação do enrolamento de campo. O circuito magnético típico de uma máquina síncrona de polos lisos é apresentado na Figura 53, onde é possível observar que o fluxo proveniente de um determinado polo retorna pelos polos adjacentes.

A distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro é apresentada na Figura 44:

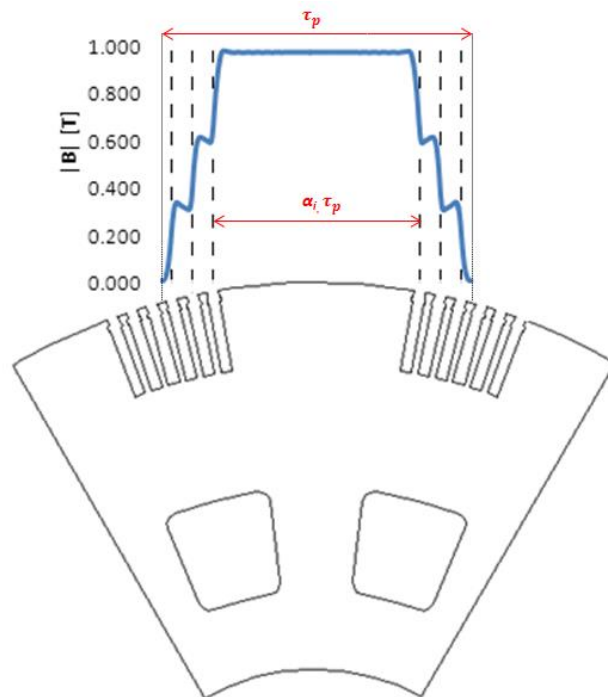


Figura 44 – Distribuição típica da densidade de fluxo magnético no entreferro

Após o dimensionamento preliminar, a geometria dos principais componentes que constituem a parte ativa do gerador é conhecida. Neste estágio, é possível determinar os comprimentos lineares e as seções transversais dos itens que constituem o circuito magnético representado na Figura 45, ou seja, entreferro, dentes do estator, coroa do estator, polos e anel magnético.

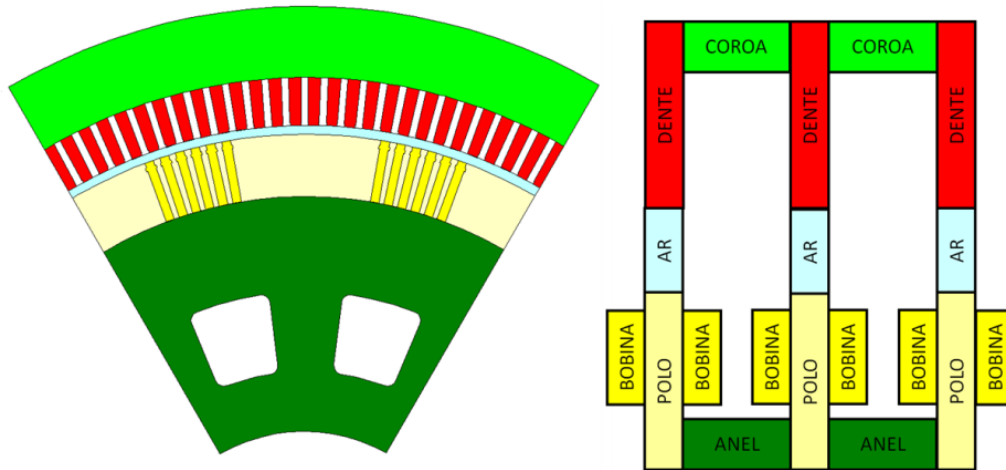


Figura 45 – Representação do circuito magnético do gerador

A Tabela 6 apresenta as relações utilizadas no cálculo das seções transversais vinculadas a cada elemento do circuito magnético do gerador.

Tabela 6 – Áreas dos elementos que constituem o circuito magnético

Item	Equação
Linha do entreferro	$S_{\delta} = \tau_p \delta L_{\delta} \alpha_i$
Dente do estator	$S_{st} = L_{ef} \frac{N_s}{2p} \alpha_i (\tau_s - w_{st})$
Coroa do estator	$S_{sy} = 2 L_{ef} h_{sy}$
Núcleo do polo	$S_{rc} = L_{rf} w_{nr}$
Dente do rotor	$S_{rt} = L_{rf} (\tau_r - w_{rt})$
Coroa do rotor	$S_{ry} = 2 L_{rf} h_{ry}$

As extensões efetivas dos elementos que constituem o circuito magnético do gerador são obtidas a partir das relações apresentadas na Tabela 7:

Tabela 7 – Comprimento efetivo dos elementos do circuito magnético

Item	Equação
Linha do entreferro	$C_{\delta} = 2 \delta$
Dente do estator	$C_{st} = 2 h_{st}$
Coroa do estator	$C_{sy} = \frac{\pi (D_b + 2h_{st})}{2p} K_s$
Núcleo do polo	$C_{rc} = 2 h_r$
Dente do rotor	$C_{rt} = 2 h_r$
Coroa do rotor	$C_{ry} = \frac{\pi (D_r - 2h_{rt})}{2p} K_r$

Uma vez definido o comprimento e área de cada elemento, são determinados os fluxos magnéticos correspondentes aos níveis específicos de tensão terminal necessários para obtenção da curva de saturação em vazio do gerador, ou seja, 0%, 50%, 100%, 110%, 120% e 140% de U_n . Na sequência, são calculadas as densidades de fluxo magnético em cada um dos componentes do circuito magnético da máquina.

As equações utilizadas na definição dos valores médios das densidades de fluxo magnético, em cada elemento do circuito magnético, são apresentadas na Tabela 6.

Tabela 8 – Densidade de fluxo magnético nos elementos do circuito magnético, para a condição em vazio

Item	Equação
Linha do entreferro	$B_{\delta 0} = \frac{\Phi}{S_{\delta}}$
Dente do estator	$B_{st0} = \frac{\Phi}{S_{st}}$
Coroa do estator	$B_{sy0} = \frac{\Phi}{S_{sy}}$
Núcleo do polo	$B_{rc0} = \frac{\Phi}{S_{rc}}$
Dente do rotor	$B_{rt0} = \frac{\Phi}{S_{rt}}$
Coroa do rotor	$B_{ry0} = \frac{\Phi}{S_{ry}}$

A relação entre a densidade de fluxo magnético B e o campo magnético H é definida pela equação $B = \mu H$. Esta informação, em conjunto com as densidades de fluxo magnético calculadas na Tabela 8 e as características $B \times H$ dos materiais adotados nas partes ativas do gerador, permitem definir os campos magnéticos atrelados a cada componente.

A Figura 46 apresenta a curva de magnetização típica de um material comumente empregado no núcleo do estator. O valor da força magnetizante H , necessária para estabelecer uma determinada densidade de fluxo B , é calculada a partir da curva $B \times H$ do material.

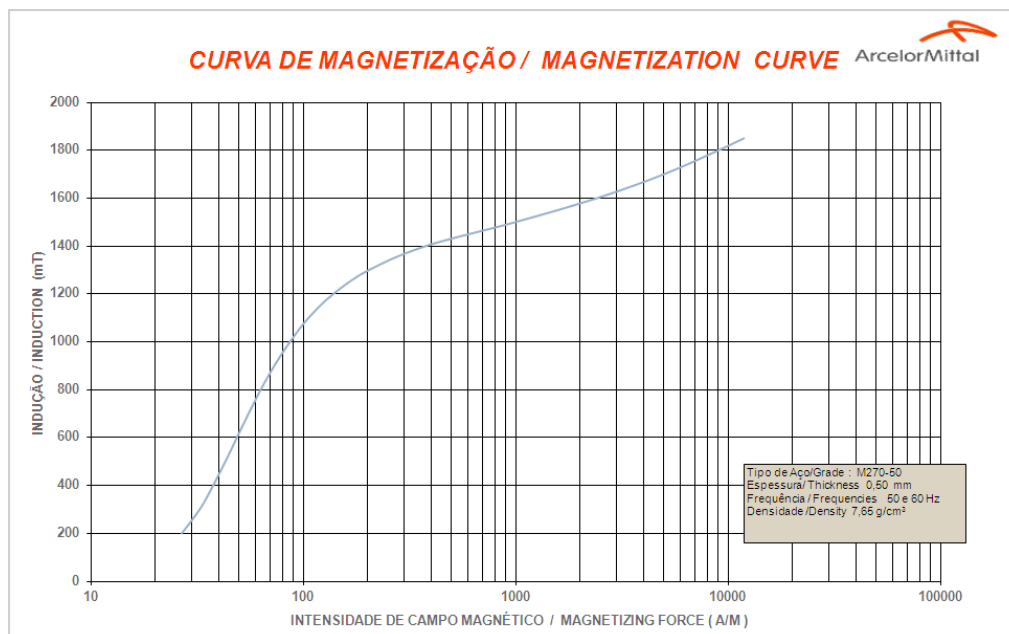


Figura 46 – Curva de magnetização típica [27]

Para os materiais ferromagnéticos, o campo magnético é uma função da densidade de fluxo presente em cada elemento, assim, para cada densidade de fluxo B_x tem-se atrelado um campo magnético H_x . A relação $H = f(B)$ é não linear, indicando que a permeabilidade magnética do material depende da excitação magnética aplicada [16].

Já no entreferro, o campo magnético é obtido ao dividir-se a densidade de fluxo magnético pela permeabilidade magnética do ar (μ_0). A Tabela 9 apresenta os campos magnéticos nos elementos que constituem o circuito magnético do gerador.

Tabela 9 – Campo magnético nos elementos do circuito magnético, para a condição em vazio

Item	Equação
Linha do entreferro	$H_{\delta 0} = \frac{B_{\delta 0}}{\mu_0}$
Dente do estator	$H_{st0} = f(B_{st0})$
Coroa do estator	$H_{sy0} = f(B_{sy0})$
Núcleo do polo	$H_{rc0} = f(B_{rc0})$
Dente do rotor	$H_{rt0} = f(B_{rt0})$
Coroa do rotor	$H_{ry0} = f(B_{ry0})$

A partir de então, os ampères-espiras vinculados a cada elemento são determinados ao multiplicar-se o comprimento linear de cada componente pelo respectivo campo magnético.

Os valores de H apresentados na Tabela 9 são então multiplicados pelos comprimentos dos elementos do circuito magnético da Tabela 7, dando origem a Tabela 10:

Tabela 10 – Ampères-espiras nos elementos do circuito magnético, para a condição em vazio

Item	Equação
Linha do entreferro	$AW_{\delta 0} = H_{\delta 0} C_{\delta} k_c$
Dente do estator	$AW_{st0} = H_{st0} C_{st}$
Coroa do estator	$AW_{sy0} = H_{sy0} C_{sy}$
Núcleo do polo	$AW_{rc0} = H_{rc0} C_{rc}$
Dente do rotor	$AW_{rt0} = H_{rt0} C_{rt}$
Coroa do rotor	$AW_{ry0} = H_{ry0} C_{ry}$

Os ampères-espiras totais da máquina em vazio, correspondente ao nível de tensão terminal que originou o respectivo fluxo magnético Φ , é calculado a partir da soma dos ampères-espiras vinculados a cada elemento, conforme apresentado na equação (333):

$$AW_0 = AW_{\delta 0} + AW_{st0} + AW_{sy0} + AW_{rc0} + AW_{rt0} + AW_{ry0} \quad (333)$$

A corrente de excitação em vazio, para o nível de tensão terminal definido, é então calculada a partir da equação (334):

$$If_0 = \frac{AW_0}{2 N_{br} N_{er}} = \frac{AW_0}{N_{fp} N_{er}} \quad (334)$$

Para definição da curva de saturação em vazio, este procedimento é repetido para 0%, 50%, 100%, 110%, 120% e 140% de U_n , sendo para cada nível de tensão terminal, calculadas as respectivas densidades de fluxo magnético, campos magnéticos e ampères-espiras associados a cada elemento do circuito ativo. As correntes de excitação necessárias para gerar as respectivas tensões terminais são então calculadas a partir das equações (333) e (334).

6.1.6 Curva Característica do Gerador

O fluxo magnético através do circuito magnético de um gerador é produzido pela corrente que circula através das bobinas polares, sendo o cálculo do circuito magnético da máquina realizado a partir da geometria da máquina. Após o estabelecimento da relação entre os fluxos magnéticos e as forças magnetomotrizes nos elementos que constituem a parte ativa da máquina é possível definir a tensão induzida nos terminais do gerador.

Diversas técnicas podem ser aplicadas na resolução do circuito magnético, sendo o procedimento definido a partir da precisão requerida.

A resolução por elementos finitos possibilita uma solução precisa da distribuição do fluxo magnético, contudo os recursos computacionais exigidos aumentam consideravelmente em geometrias complexas. Já o método analítico empregado permite a resolução do circuito magnético com uma precisão aceitável, motivo pelo qual o mesmo é aplicado neste trabalho.

A seqüência proposta efetua os cálculos do circuito magnético para as condições em vazio e plena carga, considerando curvas de magnetização de materiais empregados em hidrogeradores.

São obtidas as correntes de excitação nas condições a vazio, nominal e curto-circuito, permitindo a elaboração das curvas de saturação a vazio e em curto-circuito e por meio destas, as reatâncias síncronas de eixo direto não saturada e saturada, e conseqüentemente a relação de curto-circuito do gerador.

A corrente de excitação na linha do entreferro é definida a partir dos ampères-espiras associados a este elemento do circuito magnético, conforme apresentado na Tabela 9.

Ao inserir em um mesmo gráfico os pontos que compõem a curva de saturação em vazio, a reta característica de curto-circuito e a reta característica na linha do entreferro, origina-se a curva característica do gerador apresentada na Figura 47.

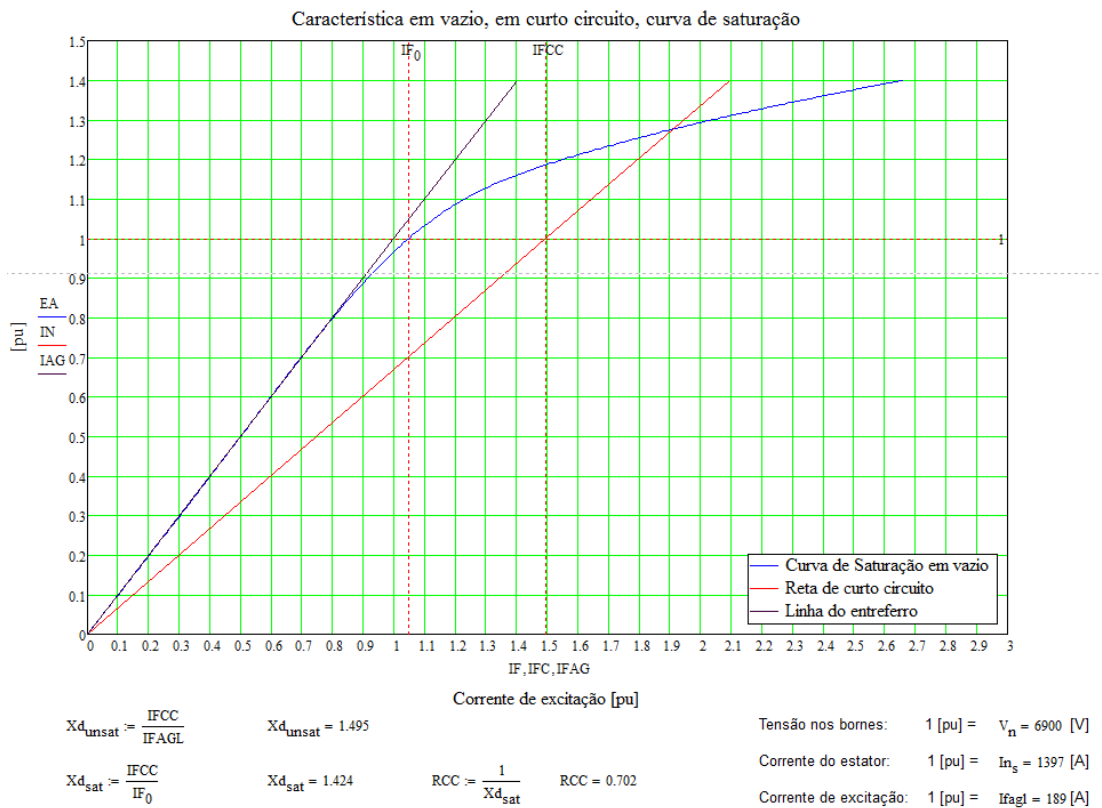


Figura 47 – Curva Característica do Gerador

6.1.6.1 Determinação das reatâncias síncronas e Relação de curto-circuito

Conforme descrito nos itens 10.3 e 10.8.1 da Norma IEEE Std 115 [25], a curva característica do gerador é composta pelas curvas de saturação em vazio, saturação em curto circuito e linha do entreferro.

As reatâncias síncronas não saturada (X_{d_u}), saturada (X_{d_s}) e a relação de curto-circuito (R_{cc}) podem ser obtidas a partir da curva característica do gerador. A Figura 48 apresenta as relações empregadas no cálculo destes parâmetros.

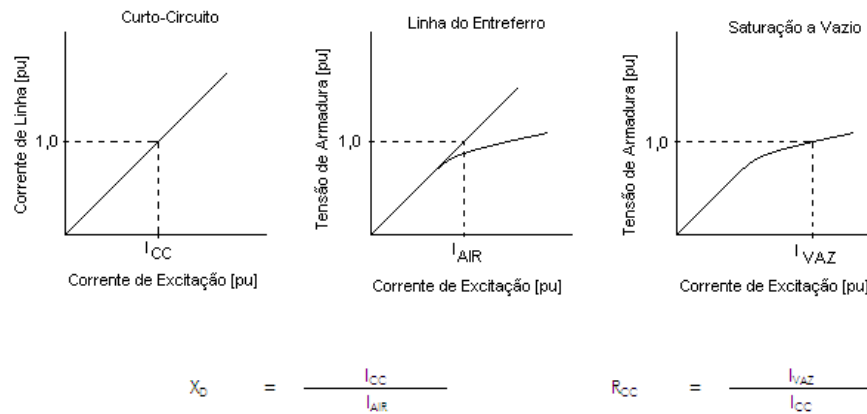


Figura 48 – Determinação da reatância síncrona e da relação de curto-circuito

6.1.7 Corrente nominal de excitação

A corrente nominal de campo solicitada pela máquina síncrona pode ser descrita como sendo composta por [2]:

$$I_f = I_{FG} + I_{FS} + I_{FSI} \quad (335)$$

onde, “ I_{FG} ” diz respeito a parcela da corrente de campo requisitada para excitar o entreferro, “ I_{FS} ” a parte solicitada para compensar a saturação do circuito magnético e “ I_{FSI} ” a porção da corrente de campo requisitada para compensar a reação da armadura.

Para determinar a corrente nominal de excitação, os ampères-espiras calculados em vazio precisam ser ajustados, de modo a considerar a f.e.m induzida pelo fluxo resultante na condição nominal de operação. Em complemento, devem ser considerados os ampères-espiras equivalentes a reação da armadura.

6.1.7.1 Força eletromotriz induzida pelo fluxo resultante na condição nominal

O cálculo da força eletromotriz do gerador, em valor relativo, exige que sejam conhecidas as quedas de tensão sobre resistências e reatância de dispersão do enrolamento estatórico.

A partir de (336) pode ser determinada a queda de tensão sobre as resistências do enrolamento do estator “ E_R ” [1]:

$$E_R = \frac{270 \rho_{co} \left(\frac{L_e + l_s}{L_e} \right) J_s}{k w_1 D_b \left(\frac{n_n}{1000} \right) B_\delta} \quad (336)$$

A queda de tensão interna sobre a reatância de dispersão do estator, pode ser estimada ao multiplicar a reatância de dispersão do estator, calculada a partir da equação (328), pela corrente de carga do gerador “ I_A ”:

$$E_\sigma = I_A X_\sigma \quad (337)$$

A f.e.m interna pode ser obtida a partir de [1]:

$$E'_d = U_n + R I \cos \theta + X I \sin \theta + \frac{(X I \cos \theta - R I \sin \theta)^2}{2 U_n} \quad (338)$$

Em valores relativos, tomando como referência a tensão nominal nos bornes do gerador, ou seja, $U_n=100$, tem-se:

$$E_d = \frac{E'_d}{U_n} 100 = 100 + \frac{R I}{U_n} 100 \cos \theta + \frac{X I}{U_n} 100 \sin \theta + \frac{(X I \cos \theta - R I \sin \theta)^2}{2 U_n^2} 100 \quad (339)$$

Introduzindo os valores relativos das quedas de tensão sobre resistência de armadura e reatância de dispersão do estator, tem-se:

$$E_R = \frac{R I}{U_n} 100 \quad (340)$$

$$E_\sigma = \frac{X I}{U_n} 100 \quad (341)$$

Substituindo (340) e (341) em (339), a f.e.m induzida pelo fluxo resultante na condição nominal, será:

$$E_d = 100 + E_R \cos \theta + E_\sigma \sin \theta + \frac{(E_\sigma \cos \theta - E_R \sin \theta)^2}{200} 100 \quad (342)$$

Na condição nominal, as densidades de fluxo dos elementos que constituem o circuito magnético podem ser obtidas ao multiplicar “ E_d ” pelas densidades de fluxo definidas na Tabela 8 para a condição em vazio. Tem-se então:

Tabela 11 – Densidade de fluxo magnético nos elementos do circuito magnético, para a condição nominal

Item	Equação
Linha do entreferro	$B_{\delta 1} = E_d B_{\delta 0}$
Dente do estator	$B_{st1} = E_d B_{st0}$
Coroa do estator	$B_{sy1} = E_d B_{sy0}$
Núcleo do polo	$B_{rc1} = E_d B_{rc0}$
Dente do rotor	$B_{rt1} = E_d B_{rt0}$
Coroa do rotor	$B_{ry1} = E_d B_{ry0}$

A partir das densidades de fluxo magnético apresentadas na Tabela 11, são definidos os campos magnéticos atrelados a cada componente por meio das curvas características B x H dos materiais adotados nas partes ativas do gerador.

O campo magnético no entreferro por sua vez é obtido ao dividir-se a densidade de fluxo magnético pela permeabilidade magnética do ar (μ_0). Os campos magnéticos nos elementos que constituem o circuito magnético do gerador são apresentados na Tabela 12.

Tabela 12 – Campo magnético nos elementos do circuito magnético, para a condição nominal

Item	Equação
Linha do entreferro	$H_{\delta 1} = \frac{B_{\delta 1}}{\mu_0}$
Dente do estator	$H_{st1} = f(B_{st1})$
Coroa do estator	$H_{sy1} = f(B_{sy1})$
Núcleo do polo	$H_{rc1} = f(B_{rc1})$
Dente do rotor	$H_{rt1} = f(B_{rt1})$
Coroa do rotor	$H_{ry1} = f(B_{ry1})$

Os ampères-espiras vinculados a cada elemento são determinados ao se multiplicar o comprimento linear de cada componente pelo respectivo campo magnético. Os valores de H apresentados na Tabela 12 são então multiplicados pelos comprimentos demonstrados na Tabela 7, de modo que:

Tabela 13 – Ampères-espiras nos elementos do circuito magnético, para a condição nominal

Item	Equação
Linha do entreferro	$AW_{\delta 1} = H_{\delta 1} L_{\delta} k_c$
Dente do estator	$AW_{st1} = H_{st1} L_{st}$
Coroa do estator	$AW_{sy1} = H_{sy1} L_{sy}$
Núcleo do polo	$AW_{rc1} = H_{rc1} L_{rc}$
Dente do rotor	$AW_{rt1} = H_{rt1} L_{rt}$
Coroa do rotor	$AW_{ry1} = H_{ry1} L_{ry}$

Substituindo (260) em (285), obtem-se a parcela da corrente de campo requisitada para compensar a reação da armadura:

$$I_f' = \frac{I_a 3\sqrt{2} N_s k_{w,s}}{2p 2 N_b N_{er} k_{w,f}} \quad (343)$$

Sendo os ampères-espiras vinculados a reação da armadura dados por:

$$AW_{ra} = \frac{I_f'}{2 N_b N_{er}} \quad (344)$$

Substituindo (343) em (344), tem-se que:

$$AW_{ra} = \frac{I_a 3\sqrt{2} N_s k_{w,s}}{2p k_{w,f}} \quad (345)$$

Nesta condição, os ampères-espiras totais da máquina serão:

$$AW_1 = AW_{\delta 1} + AW_{st1} + AW_{sy1} + AW_{rc1} + AW_{rt1} + AW_{ry1} + AW_{ra} \quad (346)$$

Por fim, a corrente de excitação nominal é obtida a partir da seguinte relação:

$$I_{fn} = \frac{AW_1}{2 N_b N_{er}} \quad (347)$$

6.2 Densidade de fluxo magnético na linha do entreferro pelo Método dos Elementos Finitos

6.2.1 Método dos Elementos Finitos

Com o objetivo de validar os resultados obtidos pelo método analítico, a geometria do gerador em estudo foi simulada pelo método dos elementos finitos através de software livre [28].

O objetivo deste trabalho não é se aprofundar nas teorias relacionadas a Eletromagnetismo e equações de Maxwell, contudo uma introdução a resolução de problemas eletrostáticos e magnéticos é apresentada nas referências [28] e [29].

Apesar de apresentar algumas limitações, o programa FEMM atende plenamente os objetivos deste trabalho.

A Figura 49 apresenta a distribuição da força magnetomotriz propiciada por uma bobina formada por condutores alocados em uma estrutura constituída por um núcleo estatórico anular com um rotor cilíndrico em seu interior, de sorte a formar um entreferro constante [24].

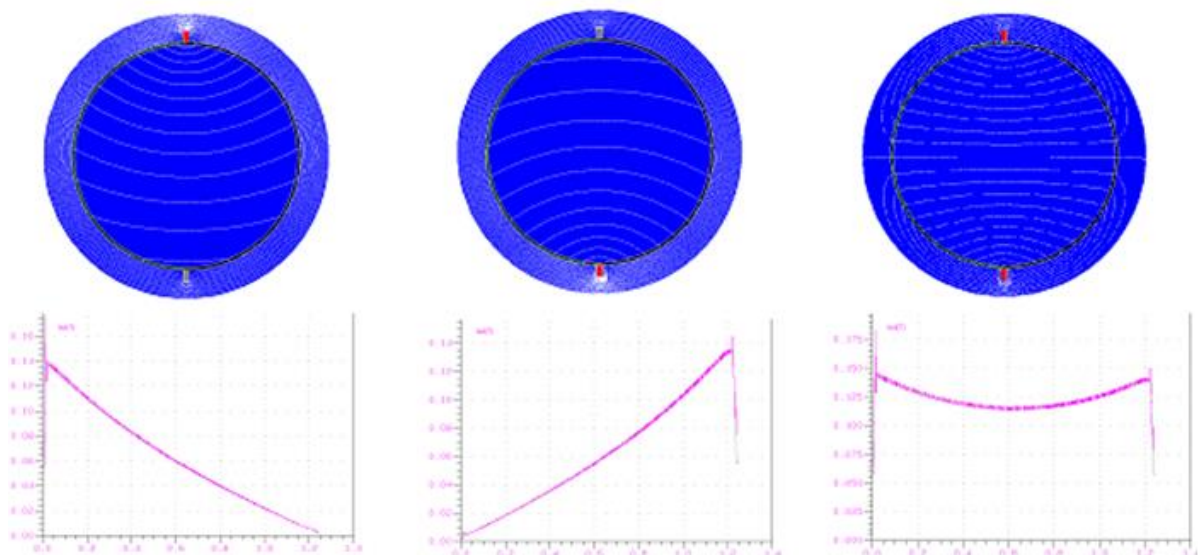


Figura 49 – Força Magnetomotriz de uma bobina [24]

Adicionalmente, foi elaborado um modelo computacional em duas dimensões com a geometria proposta neste estudo. Nesta oportunidade, foi verificada a distribuição da força magnetomotriz no entreferro da máquina, conforme apresentado na Figura 50.

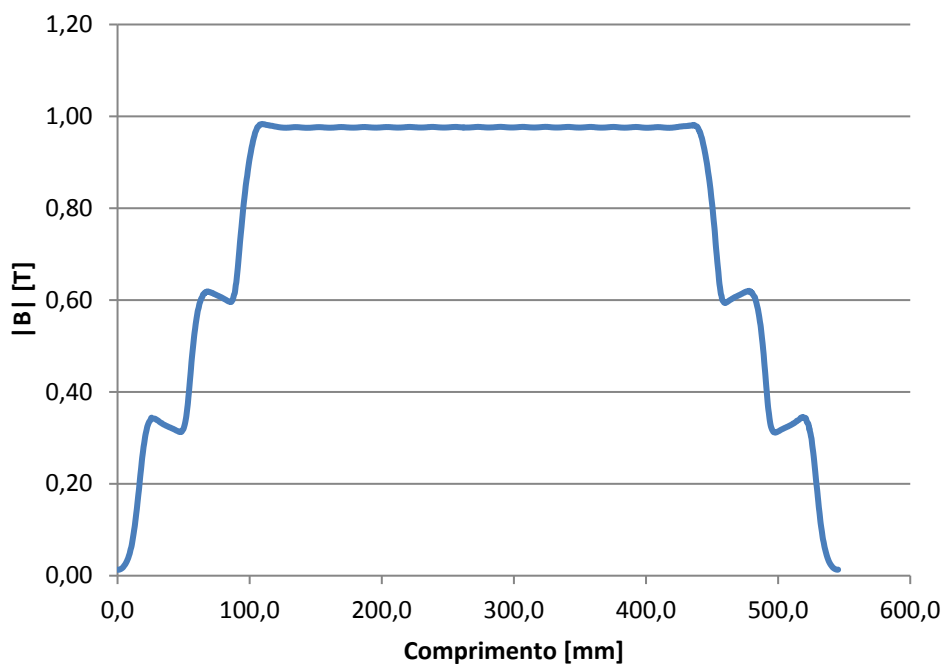


Figura 50 – Força Magnetomotriz do polo obtida pelo FEMM

A distribuição da densidade de fluxo magnético na máquina também foi obtida a partir da simulação do modelo proposto, sendo possível observar na Figura 51 os valores desta grandeza pelos diversos componentes da máquina.

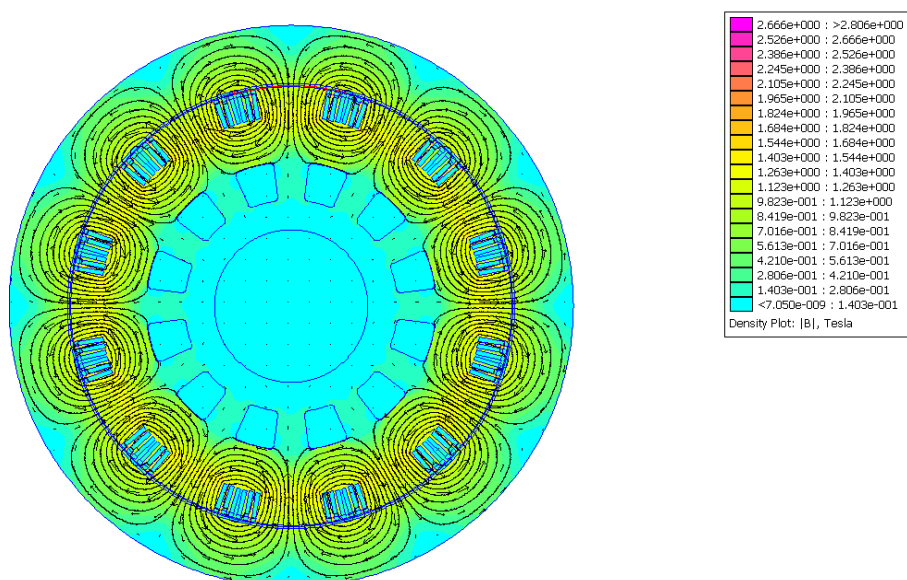


Figura 51 – Densidade de Fluxo Magnético [T]

6.2.2 Comparativo entre as densidades de fluxo magnético obtidos analiticamente e pelo Método dos Elementos Finitos

Os resultados obtidos analiticamente e pelo método dos elementos finitos foram analisados criticamente, para a validação da metodologia de cálculo proposta.

A Figura 52 apresenta a sobreposição das densidades de fluxo magnético na linha do entreferro, originada pelos polos do rotor. É possível observar que as amplitudes apresentam resultados semelhantes, assim como a distribuição das mesmas ao longo do passo polar.

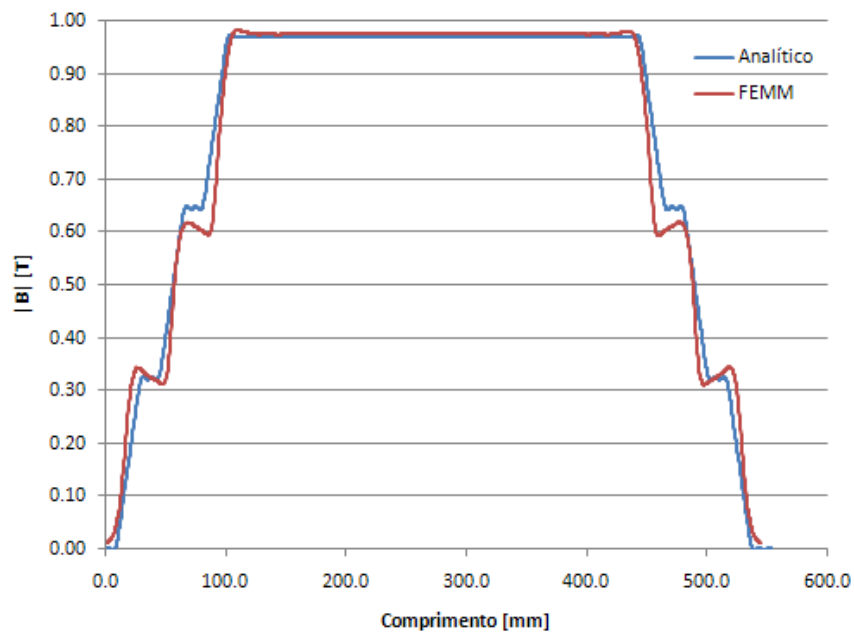


Figura 52 – Densidades de fluxo obtidas analiticamente e pelo método dos elementos finitos

Considerando a mesma geometria de máquina, a densidade de fluxo resultante das equações sugeridas é similar a obtida a partir da implementação em elementos finitos.

Ao comparar os valores pontuais de densidade de fluxo obtidos pelos dois métodos é possível observar que na região central, correspondente ao núcleo do pólo, o erro é inferior a 1%.

Devido às particularidades e aproximações do modelo analítico proposto, divergências superiores são observadas nas regiões de transição correspondentes as ranhuras do rotor, onde as amplitudes da densidade de fluxo apresentam valores menores que os constatados no centro do polo. Esta observação não compromete o resultado obtido, visto que as áreas sob as curvas são similares e o erro na região correspondente ao núcleo do pólo tende a zero.

CAPÍTULO 7

AVALIAÇÃO DA METODOLOGIA PROPOSTA

7.1 Avaliação do pré-dimensionamento do gerador

As dimensões de cada componente do circuito ativo são definidas durante o pré-dimensionamento do gerador. A Tabela 14 apresenta os dados de entrada empregados:

Tabela 14 – Dados de entrada para dimensionamento do gerador

Parâmetro	Unidade	Valor
Potência aparente nominal (S_n)	[kVA]	16.700
Tensão nominal fase-fase (U_n)	[V]	6.900
Fator de Potência nominal ($\cos\theta$)	[-]	0,90
Frequência nominal (f)	[Hz]	60
Rotação nominal (n_n)	[rpm]	600
Rotação de disparo (n_{disp})	[rpm]	1023
Momento de inércia solicitado (J)	[tm ²]	15,25

A partir da metodologia de cálculo proposta no Capítulo 3 são determinadas, dentre outras, as dimensões do gerador apresentadas na Figura 53.

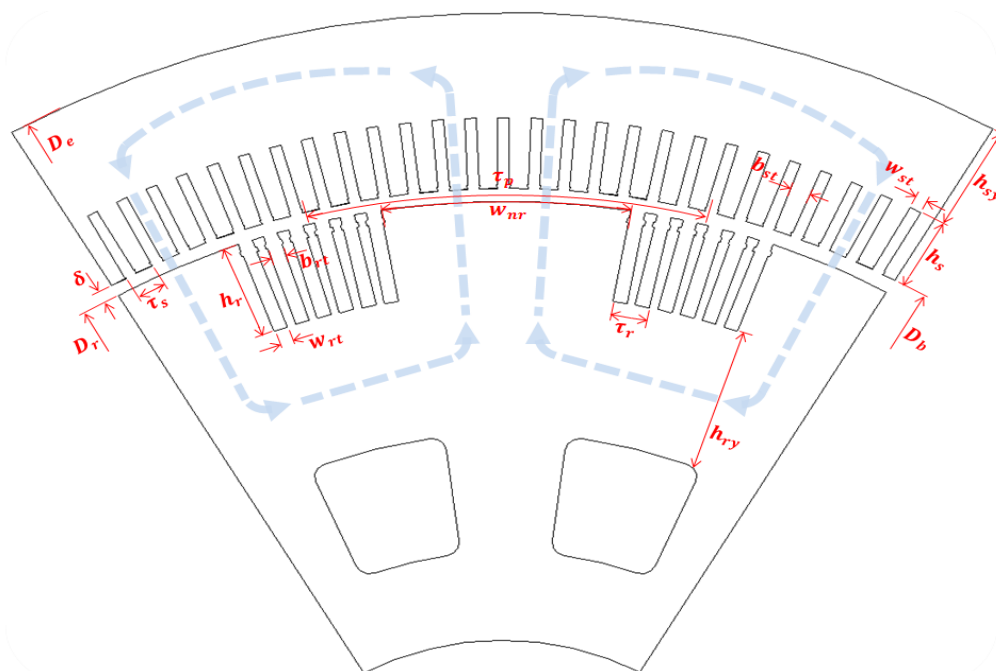


Figura 53 – Circuito magnético típico de uma máquina síncrona de polos lisos

A Tabela 15 apresenta de forma sequencial o procedimento adotado, juntamente com os valores obtidos para as respectivas grandezas:

Tabela 15 – Cálculo de dimensões e grandezas do gerador de polos lisos

Parâmetro	Nº	Equação	Unidade	Valor calculado
Corrente nominal do estator (I_n)	(26)	$S_n = \sqrt{3} U_n I_n$	[A]	1397,4
Número de par de polos do rotor (p)	(7)	$p = \frac{60 f}{n_n}$	[-]	6
Constante de inércia natural do rotor (H_n)	(52)	$H_n = 0,54 \ln(S_n) + 0,3$	[s]	1,82
Momento de inércia natural do rotor (J)	(51)	$H = \frac{1}{2} \frac{J}{S_n} \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot \eta_N}{60} \right)^2$	[tm ²]	15,4
Relação $S_n/2p$	-	-		1,39
Coefficiente de aproveitamento (C)	Figura 8	-	[kVA.min /kVA]	8,50
Diâmetro interno do estator (D_b)	(58)	$D_b = \sqrt{\frac{C J n_n}{S_n}}$	[m]	2,16
Comprimento axial do núcleo do estator (L_e)	(59)	$L_e = \frac{S_n}{D_b^2 C n_n}$	[m]	0,75
Passo polar (τ_p)	(8)	$\tau_p = \frac{\pi D_b}{2p}$	[m]	0,564
Velocidade periférica do rotor no disparo (V_{max})	(60)	$V_{max} = \frac{\pi D_b n_{disp}}{60}$	[m/s]	115,5
Fluxo fundamental estimado em vazio (Φ_1)	(22)	$\Phi_1 = \frac{2}{\pi} L_e \tau_p B_1$	[Wb]	0,262
Nº de espiras em série por fase (N_f)	(24)	$U_n = \sqrt{3} \frac{4}{\sqrt{2}} L_e \tau_p f N_f k_w B_1$	[-]	63
Nº de ranhuras adotado (N_s)	-	-	[-]	162
Nº de circuitos paralelos (a)	-	-	[-]	6
Nº de ranhuras por polo por fase (q)	(61)	$N_s = 3 q 2p$	[-]	4,5
Nº de espiras por bobina	(62)	$q = \frac{N_f a}{2p N_{eb}}$	[-]	7
Passo de ranhura do estator (τ_s)	(64)	$\tau_s = \frac{\pi D_b}{N_s}$	[m]	0,0418
Corrente por circuito paralelo (I_c)	(65)	$I_c = \frac{I_n}{a}$	[A]	232,9
Densidade linear de corrente do estator (A_1)	(66)	$A_1 = \frac{2 I_c N_{eb}}{\tau_s}$	[kA/m]	77,99
Nº de ranhuras do passo encurtado (Y_{st})	(67)	$Y_{st} \leq \frac{5 N_s}{6 2p}$	[-]	11
Fator de distribuição fundamental (kd_v)	(68)	$kd_v = \frac{\sin\left(v \frac{q \pi}{2}\right)}{q \sin\left(v \frac{\pi}{2}\right)}$	[-]	0,955
Fator de encurtamento fundamental (ke_v)	(69)	$ke_v = \sin\left(\frac{v \pi Y_{st}}{2 3 q}\right)$	[-]	0,958
Fator de enrolamento fundamental (kw_v)	(70)	$kw_v = kd_v$	[-]	0,915

Tabela 15 (Cont.) – Cálculo de dimensões e grandezas do gerador de polos lisos

Parâmetro	Nº	Equação	Unidade	Valor calculado
Fluxo fundamental calculado em vázio (Φ_1)	(38)	$\Phi_1 = \frac{U_n}{\sqrt{3}\sqrt{2} \pi f N_f k w_1}$	[Wb]	0,259
Densidade de fluxo fundamental (B_1)	(41)	$B_1 = \frac{\pi \Phi_1}{2 L_e \tau_p}$	[T]	0,96
Fator de empilhamento do núcleo do estator (k_{fe})	-	-	[-]	0,94
Pacote de chapas entre dutos (l_v)	-	-	[m]	0,045
Altura dos dutos radiais de ventilação (w_v)	-	-	[m]	0,008
Nº de dutos de ventilação (N_{ev})	(71)	$N_v = \frac{L_e - l_v}{w_v + l_v}$	[-]	13
Comprimento efetivo do núcleo do estator (L_{ef})	(72)	$L_{ef} = k_{Fe}(L_e - N_v \cdot w_v)$	[m]	0,609
Largura do dente do estator (b_{st})	(73)	$b_{st} = \frac{B_\delta \tau_s L_e}{B_{st} L_{ef}}$	[m]	0,0262
Largura da ranhura estatórica (w_{st})	(75)	$w_{st} = \tau_s - b_{st}$	[m]	0,0156
Densidade de corrente adotada para o enrolamento do estator (J_s)	-	-	[A/mm ²]	4,30
Secção de cobre do enrolamento do estator (A_{cs})	(76)	$A_{cs} = \frac{I_c}{J_s}$	[mm ²]	54,16
Nº de condutores de cobre de largura (N_{sw})	-	-	-	2
Espessura do verniz de isolamento dos fios (d_{ic})	-	-	[mm]	0,19
Espessura da isolamento principal (d_{mi})	-	-	[mm]	1,6
Espessura adicional (d_{wt})	-	-	[mm]	1,0
Largura adicional (d_{ht})	-	-	[mm]	0,3
Largura calculada do condutor de cobre (w_{cs})	(78)	$w_{cs} = \frac{w_{st} - 2d_{mi} - 2N_{sw}d_{ic}}{N_{sw}}$	[mm]	5,3
Raio de curvatura do fio (r_{cs})	-	-	[mm]	0,65
Altura adotada do condutor de cobre (h_{cs})	-	-	[mm]	2,65
Nº de condutores na alturapor espira (N_{sh})	(79)	$N_{sh} = \frac{A_{cs}}{N_{sw}[w_{cs}h_{cs} - r_{cs}^2(4 - \pi)]}$		2
Altura total da bobina estatórica (h_{st})	(81)	$h_{st} = N_{eb}N_{sh}(h_{cs} + 2d_{ic}) + 2d_{mi} + d_{ht}$	[mm]	45,9
Pré ranhura (h_{pre})	-	-	[mm]	0,8
Cunha de ranhura (h_{cre})	-	-	[mm]	5
Calços e contra cunha (h_{cc})	-	-	[mm]	1,1
Espaçador entre bobinas (h_{eb})	-	-	[mm]	5,3
Altura da ranhura (h_s)	(82)	$h_s = h_{pre} + h_{cre} + h_{cc} + h_{eb} + 2h_{st}$	[mm]	104
Altura radial da coroa do estator (h_{sy})	(84)	$h_{sy} = \frac{\Phi}{2 \beta_{sy} L_{ef}}$	[mm]	166
Altura radial da cunha (h_y)	-	-	[mm]	15

Tabela 15 (Cont.) – Cálculo de dimensões e grandezas do gerador de polos lisos

Parâmetro	Nº	Equação	Unidade	Valor calculado
Diâmetro externo do núcleo do estator (D_e)	(85)	$D_e = D_b + 2(h_s + h_{sy} + h_y)$	[mm]	2,72
Fator relativo de amplitude (k_M)	Figura 15	-	[-]	0,82
Entreferro nominal (δ)	(92)	$\delta \geq \frac{\tau_p}{4} \left(\frac{J_s}{k_M B_\delta} \right)$	[mm]	$\geq 14,9$ (adotado 15)
Diâmetro externo do rotor (D_r)	(97)	$D_r = D_b - 2 \cdot \delta$	[m]	2,13
Comprimento axial dos polos (L_r)	(98)	$L_r = L_e$	[m]	0,75
Fator de empilhamento do núcleo do estator (k_{fr})	-	-	[-]	0,98
Pacote de chapas entre dutos (l_{vr})	-	-	[m]	0,045
Altura dos dutos radiais de ventilação (w_{vr})	-	-	[m]	0,01
Nº de dutos de ventilação do rotor (N_{rv})	(99)	$N_{rv} = \frac{L_r - l_{vr}}{w_{vr} + l_{vr}}$	[-]	13
Comprimento efetivo do rotor (L_{rf})	(100)	$L_{rf} = k_{Fr}(L_r - N_{vr} w_{vr})$	[m]	0,609
Amperes-espiras por metro do rotor (A_{er})	-	-	[kAe/m]	56
Força magnetomotriz por polo (F_{fn})	(101)	$F_{fn} = \frac{A_{er} \tau_p}{2}$	[Ae]	15792
Relação de curto-circuito desejada (SCR)	-	-	[-]	0,73
Força magnetomotriz fundamental por polo (F_{fo})	(102)	$F_{fo} = RCC F_{fn}$		11528
Nº de ranhuras por polo do rotor (N_{fp})	-	-	[-]	6
Amperes-espiras da ranhura do enrolamento de campo em vazio ($I_{fo} \cdot N_{er}$)	(103)	$I_{fo} \cdot N_{er} = \frac{2 F_{fo}}{N_{fp} K_{ff}}$	[Ae]	3462
Amperes-espiras da ranhura do enrolamento de campo em carga ($I_{fn}' \cdot N_{er}$)	(104)	$I_{fn}' \cdot N_{er} = 2,5 I_{fo} N_{er}$	[Ae]	8655
Passo de ranhura do rotor (τ_r)	(105)	$\tau_r = \pi D_r f_{pr}$	[mm]	37,1
Comprimento linear médio da espira polar (l_{er})	(106)	$l_{er} = 2 \left(L_r + f_{cp} \tau_p + \frac{N_{fp} \tau_r}{2} + 0,2 \right)$	[m]	2,87
Resistividade do cobre a 115°C (ρ_{co})	-	-	[Ωm]	$2,36 \cdot 10^{-8}$
Densidade de corrente do enrolamento de campo (J_r)	-	-	[A/m^2]	4,30
Tensão nominal de campo adotada (V_{fn})	-	-	[V]	230
Nº de espiras em série por ranhura da bobina de campo (N_{er})	(111)	$N_{er} = \frac{V_{fn}}{p \rho_{co} N_{fp} l_{ter} J_r}$	[-]	22

Tabela 15 (Cont.) – Cálculo de dimensões e grandezas do gerador de polos lisos

Parâmetro	Nº	Equação	Unidade	Valor calculado
Corrente nominal de campo (I_{fn})	(112)	$I_{fn} = \frac{I_{fn}' N_{er}}{N_{er}}$	[A]	393
Secção transversal do cobre da espira de campo (A_{cr})	(113)	$A_{cr} = \frac{I_{fn}}{J_r}$	[mm ²]	91,5
Relação $w_{rt} / \tau_r (f_{rr})$	-	-	[-]	0,54
Espessura do verniz isolante (d_{icr})	-	-	[mm]	0,26
Espessura adicional devido ao calço lateral e tolerâncias (d_{wcr})	-	-	[mm]	0,7
Nº de condutores de cobre na largura da espira (N_{rw})	-	-	[-]	2
Largura dos condutores de cobre nus (w_{cr})	(117)	$w_{cr} = \frac{f_{rr} \tau_r - 2 N_{rw} d_{icr} - d_{wcr}}{N_{rw}}$	[mm]	9,1
Largura total da ranhura (w_{rt})	(114)	$w_{rt} = N_{rw} (w_{cr} + 2 d_{icr}) + d_{wcr}$	[mm]	20,6
Largura do dente do rotor (b_{rt})	(118)	$b_{rt} = \tau_r - w_{rt}$	[mm]	16,5
Raio de curvatura do condutor polar (r_{cr})	-	-	[mm]	1,0
Nº de condutores de cobre na altura da espira (N_{rw})	-	-	[-]	1
Altura dos condutores de cobre nus (h_{cr})	(119)	$h_{cr} = \frac{A_{cr} - N_{rw} r_{cr}^2 (4 - \pi)}{N_{rw} w_{cr}}$	[mm]	4,95
Altura adicional devido as tolerâncias (d_{htr})	-	-	[mm]	0,7
Altura total da bobina de campo (h_{rt})	(120)	$h_{rt} = N_{er} (h_{cr} + 2 d_{icr}) + d_{htr}$	[mm]	121
Pré ranhura (h_{pr})	-	-	[mm]	3
Cunha de ranhura (h_{cr})	-	-	[mm]	12
Calços e contra cunha (h_{ccr})	-	-	[mm]	5
Altura total da ranhura do rotor (h_r)	(121)	$h_r = h_{pr} + h_{cr} + h_{ccr} + h_{rt}$	[mm]	141

Os resultados obtidos a partir do procedimento proposto são apresentados na Tabela 16, onde parâmetros calculados e realmente implementados no protótipo de referência são demonstrados.

Como máquina de referência foi adotado um gerador síncrono de pólos lisos de eixo horizontal, cujos dados nominais encontram-se informados na Tabela 14. Tal gerador possui enrolamento estatórico composto por bobinas de múltiplas espiras, grau de proteção IP-23, resfriamento IC-01 e tipo construtivo IM 7315, conforme definido nas normas IEC aplicáveis.

Tabela 16 – Tabela comparativa entre as dimensões calculadas e efetivamente implementadas

Parâmetro	Unidade	Valor calculado	Valor de referência
Diâmetro interno do estator (D_b)	[mm]	2160	2100
Comprimento axial do núcleo do estator (L_e)	[mm]	750	745
Passo polar (τ_p)	[mm]	564	550
Nº de ranhuras adotado (N_s)	[-]	162	162
Largura da ranhura estatórica (w_{st})	[mm]	15,6	15,5
Altura da ranhura (h_s)	[mm]	104	105
Diâmetro externo do núcleo do estator (D_e)	[mm]	2720	2690
Entreferro nominal (δ)	[mm]	15	15
Diâmetro externo do rotor (D_r)	[mm]	2130	2070
Comprimento axial dos polos (L_r)	[mm]	750	745
Nº de ranhuras por polo do rotor (N_{rp})	[-]	6	6
Passo de ranhura do rotor (τ_r)	[mm]	37,1	36,2
Nº de espiras em série por ranhura de campo (N_{er})	[-]	22	22
Largura total da ranhura (w_{rt})	[mm]	20,6	20,2
Largura do dente do rotor (b_{rt})	[mm]	16,5	15,9
Altura total da ranhura do rotor (h_r)	[mm]	141	140

A metodologia de pré-cálculo proposta é aplicável a máquinas síncronas de polos lisos comumente empregadas em PCHs, com rotação nominal compreendida entre 450 [rpm] e 1200 [rpm] e potência aparente inferior a 30 [MVA].

Com o intuito de validar o procedimento sugerido propõem-se, como trabalho futuro, novas verificações a partir da comparação de parâmetros calculados e implementados em outras máquinas com potência e rotação dentro da faixa sugerida.

7.2 Ensaios de campo

7.2.1 Forma de Onda do Gerador

O fator de desvio da forma de onda de tensão do gerador pode ser obtido por meio de um analisador de espectro conectado ao secundário do transformador de potencial, onde os desvios em relação à meia onda senoidal equivalente são medidos com base no E_{OM} determinado pelo instrumento. Esta medição é efetuada com a máquina em vazio, excitada através de excitação independente e desconectada de qualquer tipo de carga.

A Figura 54 apresenta a forma de onda de tensão entre as fases T_1 e T_3 , obtida durante os ensaios de comissionamento do gerador.

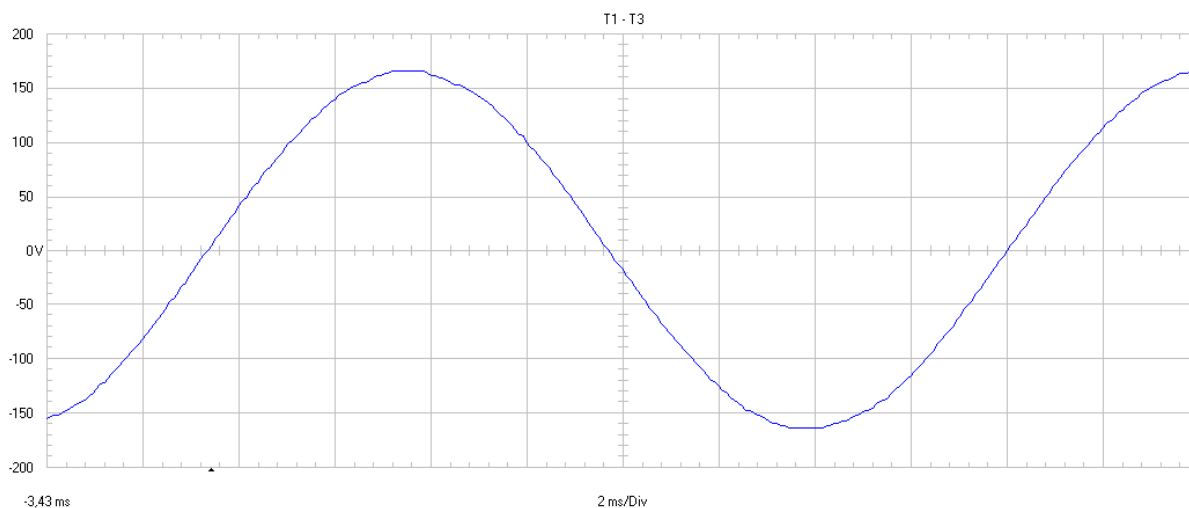


Figura 54 – Forma de onda de tensão entre as fases $T_1 - T_3$

Durante a realização deste ensaio foram registrados, por meio de um analisador de espectro, os fatores de desvio de forma de onda de tensão apresentados na Tabela 17:

Tabela 17 – Forma de onda do gerador

Graus	Tensão $T_1 - T_3$		
	E_j	E_j^2	$F_{dev} [\%]$
10	32	1024	1,82
20	58	3364	0,57
30	84	7056	0,36
40	106	11236	0,73
50	128	16384	0,14
60	146	21316	0,93
70	156	24336	0,45
80	164	26896	0,16
90	166	27556	0,48
100	162	26244	1,36
110	155	24025	1,05
120	146	21316	0,92
130	130	16900	1,33
140	107	11449	0,13
150	86	7396	1,56
160	56	3136	0,63
170	28	784	0,58
SUM		250418	
E_{OM}		166,81	
$F_{DEVmax} [\%]$		1,82	

A análise apresentada na Tabela 18 permite comparar os valores do fator de desvio da forma de onda calculado, medido e estabelecido pela norma IEEE Std C50.12-2005 [26].

Tabela 18 – Tabela comparativa entre os Fatores de Desvio de Forma de onda de tensão em vazio

	Valor Calculado	Valor Medido	Limite estabelecido pela IEEE Std C50.12-2005
Fator de Desvio de Forma de onda de tensão	0,62%	1,82%	10%

Apesar da diferença observada entre os valores calculados e medidos, o resultado apresentado na Tabela 18 cumpriu o objetivo proposto, visto que o cálculo do *Fator de Desvio de Forma de onda de tensão* procura comparar o valor calculado com o limite estabelecido na norma IEEE Std C50.12-2005 [26]. Verificou-se que a forma de onda obtida analiticamente atende plenamente aos limites definidos em norma, como comprovado nos ensaios de campo.

7.2.2 Fator de Influência Telefônica

O Fator de Influência Telefônica, ou TIF em inglês, é calculado de acordo com os procedimentos descritos nos itens 3.8, 3.9 e 3.10 da norma IEEE 115 [25] e item 8.10 da IEC 60034-1 [3].

O ensaio para determinação do TIF é realizado com o gerador em rotação nominal e excitado em vazio por meio de excitação independente, sendo a análise das harmônicas presentes nas formas de onda de tensão realizada a partir das medições executadas pelos transformadores de potencial instalados entre fase e neutro de cada fase do estator.

Durante a realização deste ensaio foram registradas, por meio de um analisador de espectro, as amplitudes das harmônicas presentes na onda de tensão fase-neutro. Os resultados das medições e os cálculos dos fatores de influência telefônica equilibrado e residual, são apresentados na Tabela 19:

Tabela 19 – Fator de Influência Telefônica entre as fases T₁ e T₃

FASE T1-T3											
BALANCEADO						RESIDUAL					
ORDEM	F [Hz]	EN [V]	TN	EN ²	(EN*TN) ²	ORDEM	F [Hz]	EN [V]	TN	EN ²	(EN*TN) ²
1	60	117.4234	0.5	13788.2549	3447.06	1	60	117.4234	0.5	13788.2549	3447.06
5	300	0.4166	225	0.17353181	8785.05	3	180	0.5076	30	0.25763553	231.87
7	420	0.2255	650	0.05086044	21488.54	6	360	0.0777	400	0.00604284	966.85
11	660	0.2290	2260	0.0524307	267795.02	9	540	0.1973	1320	0.03891604	67807.32
13	780	0.0578	3360	0.00334143	37723.42	12	720	0.0606	2760	0.00367548	27998.37
17	1020	0.0674	5100	0.00454031	118093.45	15	900	0.1051	4850	0.01104969	259916.30
19	1140	0.1011	5630	0.01021494	323782.02	18	1080	0.0230	5400	0.00052694	15365.69
23	1380	0.0584	6370	0.00341207	138451.24	21	1260	0.0469	6050	0.00220253	80618.04
25	1500	0.0526	6680	0.00277143	123667.84	24	1440	0.0584	6650	0.00341197	150885.74
29	1740	0.0240	7320	0.00057727	30931.43	27	1620	0.0508	6970	0.00257772	125228.20
31	1860	0.0623	7820	0.00387807	237153.12	30	1800	0.0468	7570	0.00219268	125651.41
35	2100	0.0871	8830	0.00758591	591464.79	33	1980	0.0721	8330	0.00519968	360800.11
37	2220	0.0851	9330	0.00724059	630285.30	36	2160	0.0620	9080	0.00384554	317050.74
41	2460	0.0905	10340	0.00818181	874763.35	39	2340	0.0644	9840	0.00415112	401935.11
43	2580	0.0432	10600	0.00186676	209749.27						
47	2820	0.0991	10210	0.00982605	1024307.85						
49	2940	0.0589	9820	0.00346842	334467.80						
50	3000	0.0178	9670	0.00031861	29793.20						
53	3180	0.0355	8740	0.00126017	96261.02						
55	3300	0.0543	8090	0.00294346	192643.77						
59	3540	0.0293	6730	0.00086039	38969.70						
61	3660	0.0043	6130	1.816E-05	682.38						
65	3900	0.1014	4400	0.01027726	198967.67						
67	4020	0.0385	3700	0.00148315	20304.34						
71	4260	0.0328	2750	0.00107426	8124.07						
73	4380	0.0347	2190	0.00120093	5759.77						
5000	0.0433	840	0.00187861	1325.55							
				SUM (EN ²)				13788.5963			
				Erms = SQR (EN ²)				117.424854			
				SUM ((EN*TN) ²)				1937902.81			
				E _{tif} = SQR ((EN*TN) ²)				1392.08578			
				TIF BALANCEADO = E _{tif} / Erms				20.10			
				SUM (EN ²)				13788.6199			
				Erms = SQR (EN ²)				117.424954			
				SUM ((EN*TN) ²)				5569188.03			
				E _{tif} = SQR ((EN*TN) ²)				2359.91272			
				TIF BALANCEADO = E _{tif} / Erms				20.10			
				SUM (EN ²)				13788.5963			
				Erms = SQR (EN ²)				117.424854			
				SUM ((EN*TN) ²)				1937902.81			
				E _{tif} = SQR ((EN*TN) ²)				1392.08578			
				TIF RESIDUAL = E _{tif} / Erms				11.86			
				FUNDAMENTAL		60		[Hz]			
				TIF BALANCEADO		20.10					
				TIF RESIDUAL		11.86					

Os fatores de influência telefônica balanceado e residual, medidos, calculados e estabelecidos pela norma IEEE Std C50.12 [26], são apresentados na Tabela 20.

Tabela 20 – Tabela comparativa para os Fatores de Influência Telefônica medidos, calculados e estabelecidos pela norma IEEE Std C50.12-2005

	Potência nominal do gerador [MVA]	TIF Balanceado	TIF Residual
Conforme IEEE Std C50.12-	5 ≤ MVA < 20	100	75
Valores calculados	16, 7 MVA	10,6	10
Valores medidos	16, 7 MVA	20,1	11,8

Conforme apresentado na Tabela 20, foi verificada uma boa convergência entre os valores calculados e medidos para o TIF residual. A diferença observada entre os valores do TIF Balanceado não compromete o resultado final, visto que os cálculos dos Fatores de

Influência Telefônica procuram comparar valores calculados com os limites estabelecidos na norma IEEE Std C50.12-2005 [26].

Verificou-se a partir deste princípio que a metodologia apresentada atende plenamente aos objetivos propostos uma vez que, como previsto em cálculo, os valores obtidos nos ensaios de campo não ultrapassaram os limites definidos em norma.

7.2.3 Reatância Síncrona de eixo direto e Relação de Curto-Circuito

O levantamento das características de saturação em vazio e curto-circuito permite comparar os valores teóricos da reatância síncrona saturada, reatância síncrona não saturada e relação de curto-circuito, calculados de acordo com a metodologia proposta neste trabalho, com os valores medidos em campo. Esta comparação é realizada através da elaboração do gráfico comumente intitulado “Curva característica do gerador”.

7.2.3.1 Saturação em vazio

Este ensaio tem como propósito levantar a curva característica de saturação em vazio do gerador, sendo efetuado conforme descrito no item 4.2.5 da Norma IEEE Std 115 [25].

Para tanto, a rotação do gerador é elevada gradualmente até seu valor nominal e a partir de então, com a máquina excitada em vazio de forma independente, aumenta-se gradativamente o valor da excitação de modo que a tensão de armadura varie de $0,1 U_n$ até $1,2 U_n$.

A Figura 55 apresenta um esquema comumente empregado na realização do ensaio de saturação em vazio.

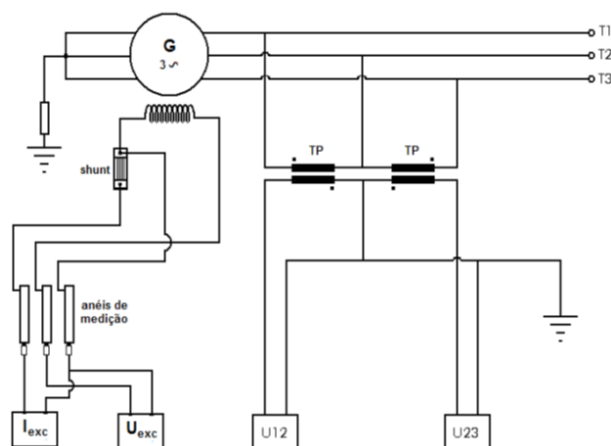


Figura 55 – Esquema para realização do ensaio de saturação em vazio

Neste processo, são registrados os valores medidos da tensão de armadura e da corrente de campo observados em cada ponto.

A característica de saturação em vazio da máquina é obtida ao traçar o gráfico, com a corrente de excitação no eixo das abscissas e a tensão de armadura no eixo das ordenadas.

O magnetismo residual do campo origina uma tensão residual relativamente elevada, exigindo a correção dos valores de corrente de excitação medidos. Tal correção é realizada por meio da extrapolação da parte linear da curva de saturação em vazio, até sua intersecção com o eixo das abscissas. O valor obtido à esquerda do ponto zero, corresponde ao valor de corrente de excitação a ser adicionado a todos os valores medidos.

A Tabela 21 apresenta os valores medidos durante o ensaio de saturação em vazio do gerador:

Tabela 21 – Valores medidos durante o ensaio de saturação em vazio

$U_{\text{médio}}$ [V]	$U_{\text{médio}}$ [pu] **	V_{exc} [Vdc]	I_{exc} [Adc]	I_{exc} [pu]
457	0,00	0,0	0,0	0,00
1250	0,11	3,5	0,3	0,06
1545	0,16	5,1	0,5	0,10
1938	0,21	7,1	0,8	0,15
2339	0,27	9,1	1,0	0,19
2844	0,35	11,3	1,2	0,24
3277	0,41	13,3	1,4	0,28
3782	0,48	15,5	1,7	0,34
4237	0,55	17,5	1,9	0,38
4981	0,66	20,8	2,3	0,46
5824	0,78	24,7	2,7	0,54
6317	0,85	27,2	3,0	0,60
6855	0,93	30,2	3,3	0,66
7253	0,98	31,9	3,6	0,72
7324	1,00	32,7	3,7	0,74
7480	1,02	34,4	3,8	0,76

** Descontada a tensão residual: 457 [V]

U_{base} : 6900 [V]

I_{excbase} : 5,0 [A]

7.2.3.2 Saturação em curto-circuito

O ensaio de saturação em curto-circuito tem o objetivo de levantar a curva característica de saturação em curto-circuito do gerador, sendo o mesmo realizado em conformidade com o item 10.8.1 da Norma IEEE Std 115 [25].

Durante a execução deste ensaio, a rotação do gerador é elevada gradualmente até seu valor nominal e a partir de então, com excitação independente e terminais de saída da

máquina curto-circuitados, aumenta-se gradativamente o valor da excitação de modo que a corrente de armadura alcance $1,2I_n$. Em seguida, a corrente de armadura é reduzida em degraus até atingir a corrente residual, obtida a partir da abertura do disjuntor de campo do sistema de excitação.

A Figura 56 apresenta um esquema habitualmente aplicado na realização do ensaio de saturação em curto-circuito.

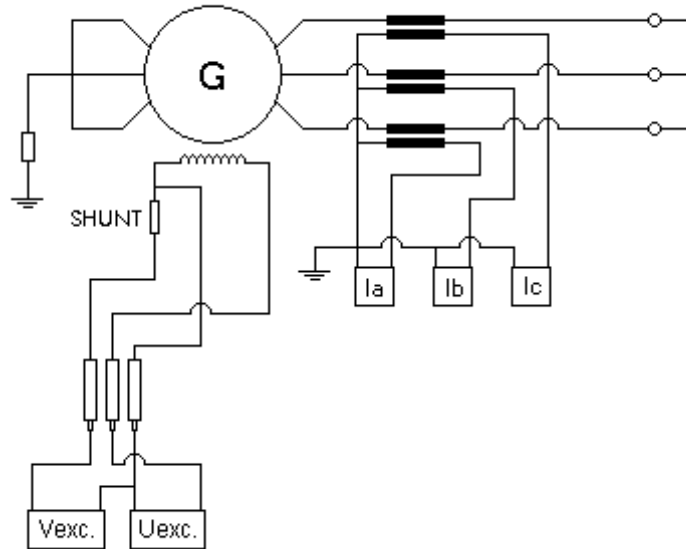


Figura 56 – Esquema para realização do ensaio de saturação em curto-circuito

Neste procedimento anotam-se para cada degrau, os valores medidos da corrente de armadura e da respectiva corrente de campo.

A característica de saturação em curto-circuito do gerador é obtida ao traçar o gráfico, com a corrente de excitação no eixo das abscissas e a corrente de armadura no eixo das ordenadas.

O magnetismo residual do campo gera uma corrente residual considerável, demandando a correção dos valores medidos de corrente de excitação. A correção é realizada através da extrapolação da curva de saturação em curto-circuito, até sua intersecção com o eixo das abscissas. O valor obtido à esquerda do ponto zero corresponde ao valor de corrente de excitação a ser adicionado a todos os valores medidos.

A Tabela 22 apresenta os valores medidos durante o ensaio de saturação em curto-circuito do gerador:

Tabela 22 – Ensaio de saturação em curto-circuito

$I_{\text{médio}}$ [A]	$I_{\text{médio}}$ [pu] **	V_{exc} [Vdc]	I_{exc} [A dc]	I_{exc} [pu]
1722	1,19	54,60	6,2	1,24
1367	0,93	42,10	4,6	0,92
1043	0,70	31,50	3,5	0,70
826	0,55	24,60	2,6	0,52
371	0,22	9,90	1,1	0,22
63	0,00	0,00	0,0	0,00

** Descontada a corrente residual: 63 [A] - I_{base} : 1397,4 [A] - $I_{\text{exc base}}$: 5,0 [A]

7.2.3.3 Curva Característica do Gerador

O resultado destas verificações permite comparar os valores calculados, através da metodologia proposta neste trabalho, com os resultados medidos nos ensaios de campo do gerador.

Na Figura 57 foram traçadas as características em vazio e em curto-circuito apresentadas nas tabelas Tabela 21 e Tabela 22, juntamente com a reta característica na linha do entreferro.

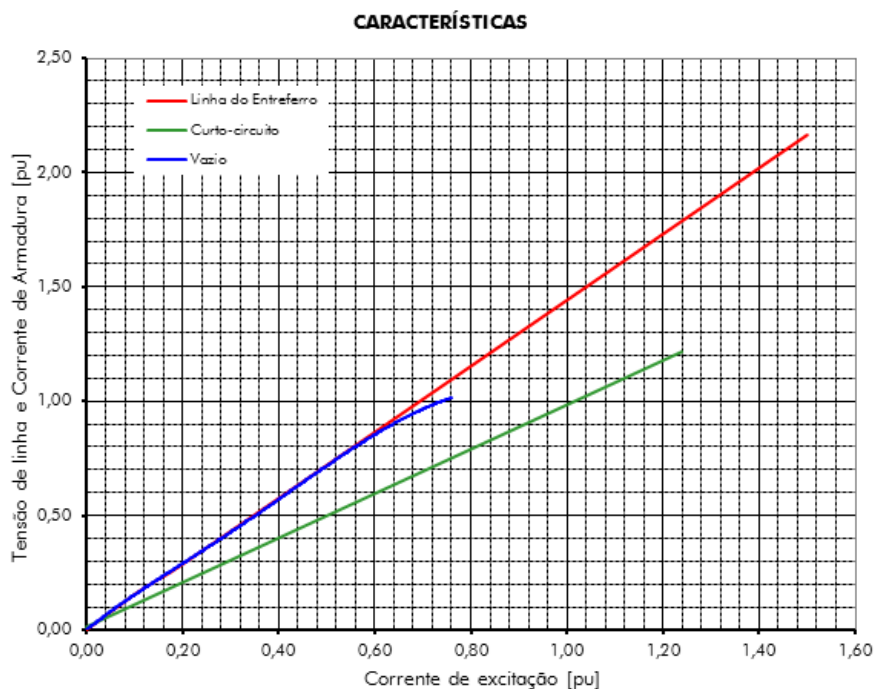


Figura 57 – Curva característica obtida a partir dos ensaios de campo

Na ocorrência de um curto-circuito súbito nos terminais do estator de uma máquina inicialmente em vazio, uma corrente de falta é observada. Nesta situação, a reatância síncrona de eixo direto corresponde à corrente de curto-circuito em regime permanente, após o término do período transitório, estando o comportamento da máquina na presença de uma falta relacionado ao valor deste parâmetro.

Portanto, reatâncias síncronas de eixo direto são parâmetros importantes, sendo os ensaios de saturação em vazio e curto-circuito a técnica mais utilizada para a obtenção dos mesmos.

A relação de curto-circuito por sua vez permite comparar a intensidade da força magnetomotriz requerida para magnetização em tensão nominal com a magnitude da força magnetomotriz devido à circulação de corrente nominal pelo enrolamento do estator.

As reatâncias síncronas não saturada, saturada e a relação de curto-circuito medidas em campo são obtidas aplicando-se as relações apresentadas na Figura 48 sobre os valores de corrente de campo em p.u. extraídos da Figura 57:

$$Xd_u = \frac{I_{CC}}{I_{AGL}} = \frac{1,015}{0,714} = 1,422 [p.u] \quad (348)$$

$$Xd_s = \frac{I_{CC}}{I_{VAZ}} = \frac{1,015}{0,740} = 1,372 [p.u] \quad (349)$$

$$RCC = \frac{I_{VAZ}}{I_{CC}} = \frac{0,740}{1,015} = 0,730 [p.u] \quad (350)$$

Os resultados oriundos do procedimento proposto podem ser avaliados na Tabela 23, onde é possível comparar valores calculados e medidos em campo de tais parâmetros do gerador:

Tabela 23 – Tabela comparativa entre os valores calculados e medidos de Xd_u , Xd_s e RCC.

	Xd_u [p.u]	Xd_s [p.u]	RCC [p.u]
Valor Calculado	1,495	1,424	0,702
Valor medido	1,422	1,372	0,730
Variação [%]	5,1%	3,8%	-3,8%

Apesar da diferença observada entre os valores calculados e medidos, os resultados apresentados na Tabela 23 cumprem o objetivo proposto, visto que diferenças da ordem de 5% são aceitáveis em um cenário onde, segundo a norma IEC 60034-1 [3], a tolerância aplicável sobre valores declarados de corrente de curto-circuito em regime permanente, e consequentemente de reatância síncrona de eixo direto, é de $\pm 15\%$.

Segundo o item 12 da norma norma IEC 60034-1 [3], tolerância é o máximo desvio permitido entre os resultados obtidos durante os testes e os valores declarados para uma determinada grandeza. A partir deste princípio, verifica-se que a metodologia apresentada atende plenamente aos objetivos propostos já que a diferença entre os valores medidos e calculados encontra-se dentro da faixa de tolerância definida na referida norma.

CAPÍTULO 8

CONCLUSÕES

A utilização de geradores síncronos de polos lisos em Pequenas Centrais Hidrelétricas tem sido estudada com o intuito de melhorar o aproveitamento das máquinas, auxiliando na viabilização do empreendimento a partir da redução de volume de matéria prima e tempo envolvido no ciclo de fabricação.

Assim, tendo por base a documentação técnica encontrada de forma dispersa na literatura de geradores síncronos, este trabalho procurou fornecer um procedimento analítico estruturado que permita desenvolver o pré-dimensionamento de geradores de polos lisos aplicáveis às PCHs.

Para a referida aplicação, tem se observado o emprego da solução com rotor cilíndrico em situações específicas, com rotação nominal superior a 450 rpm e diâmetro externo do rotor de aproximadamente 2400 mm. Esta restrição se deve a fatores como limitação de espaço físico para inserção das ranhuras no rotor e velocidade periférica máxima do rotor.

Neste âmbito, as premissas adotadas foram apresentadas em conjunto com uma sequência de cálculos que permite obter as dimensões principais do gerador e a partir destas, os parâmetros principais do circuito magnético da máquina.

Utilizando como dados de entrada informações provenientes de um projeto de referência, se verificou que a geometria proposta mantém parâmetros elétricos e magnéticos dentro de valores adequados, recomendados pela literatura. Ao comparar a geometria obtida analiticamente com as dimensões do protótipo de referência, se verifica uma convergência de resultados satisfatória.

Parâmetros e dimensões necessárias para os cálculos da força magnetomotriz dos polos, tensão terminal do gerador, fatores de influência telefônica, reatâncias síncronas e relação de curto-circuito se encontram disponíveis após a definição dimensional da máquina. A partir de então, rotinas analíticas foram desenvolvidas para cálculo da tensão induzida nos terminais do gerador e modelagem da reação da armadura.

O método dos elementos finitos foi empregado para verificar a distribuição da força magnetomotriz gerada por um polo na região do entreferro. Ao efetuar a sobreposição das forças magnetomotrizes obtidas analiticamente e por elementos finitos, observou-se uma

distribuição semelhante ao longo do passo polar, sendo possível observar que na região central, correspondente ao núcleo do pólo, o erro é inferior a 1%.

Devido às particularidades e aproximações do modelo analítico proposto, divergências de valores superiores foram observadas nas regiões de transição correspondentes às ranhuras do rotor, onde as amplitudes da densidade de fluxo são menores que no centro do pólo. Entretanto esta observação não compromete o resultado obtido, visto que as áreas sob as curvas obtidas pelos dois métodos são similares e a divergência de valores é pequena na região correspondente ao núcleo do pólo.

Com o intuito de avaliar a forma de onda de tensão, análises comparativas foram efetuadas entre os valores calculados e medidos nos ensaios de comissionamento do protótipo de referência, que neste trabalho é um gerador síncrono de pólos lisos de eixo horizontal com enrolamento estatórico composto por bobinas de múltiplas espiras.

Verificou-se que a forma de onda obtida analiticamente atende os limites definidos em norma para o Fator de Desvio de Forma de onda de tensão, como comprovado nos ensaios de campo. Apesar da diferença observada entre os valores calculados e medidos em campo, o resultado apresentado cumpriu o objetivo principal, pois permite comparar o valor calculado com o limite estabelecido na Norma IEEE Std. C50-12-2005.

Uma boa convergência entre os valores calculados e medidos foi obtida para o TIF residual. O TIF Balanceado por sua vez apresentou uma diferença maior entre os valores calculados e medidos, contudo esta ressalva não compromete o resultado final já que o objetivo é comparar os valores calculados de TIF com os limites estabelecidos na IEEE Std. C50-12.

O procedimento permitiu ainda obter as curvas características da máquina para as condições em vazio e curto-circuito e através destas, valores para as reatâncias síncronas saturada e não saturada, além da relação de curto-circuito. Ao comparar os valores calculados para estes parâmetros com os valores obtidos nos ensaios de campo do protótipo de referência, verificou-se uma diferença da ordem de 5%, sendo este valor perfeitamente aceitável em um cenário onde, segundo a norma IEC 60034-1, a tolerância aplicável sobre valores declarados para estas grandezas é de $\pm 15\%$.

Pode-se concluir então que o trabalho alcançou seus propósitos, visto que a metodologia de cálculo analítica proposta fornece resultados satisfatórios de forma rápida e estruturada, sem o emprego de modelos em elementos finitos.

É importante ressaltar que, embora os resultados tenham cumprido seu objetivo final, a metodologia ainda não está consolidada. Com um maior detalhamento de algumas rotinas de cálculo e outras comparações com máquinas reais espera-se que o resultado possa ser melhorado.

A metodologia apresentada nesta dissertação propõe um modelo de pré-dimensionamento de geradores síncronos de rotor cilíndrico para Pequenas Centrais Hidrelétricas, aplicável a máquinas com rotação nominal compreendida entre 450 [rpm] e 1200 [rpm] e potência aparente inferior a 30 [MVA].

Com o intuito de validar o procedimento sugerido propõem-se, como trabalho futuro, novas verificações a partir da comparação de parâmetros calculados e implementados em outras máquinas com potência e rotação dentro da faixa sugerida.

Como recomendação para trabalhos futuros, sugere-se ainda o cálculo analítico de parâmetros transitórios de geradores de polos lisos e sua comparação com resultados obtidos por outros métodos ou ensaios de campo.

Na sequência, um possível estudo estaria relacionado ao cálculo de perdas e rendimento de geradores de rotor cilíndrico e sua posterior validação por meio de análises comparativas com outras metodologias.

REFERÊNCIAS

- [1] MARTÍN, Juan Corrales – **“Calculo Industrial de Maquinas Electricas, Tomo II – Metodo de Calculo”**. Marcombo Boixareu Editores. Barcelona, México, 1982.
- [2] AMOS J. D, DRINKUT S. A, PROLE A., EMERY F. T, MONTGOMERY L. W.,– **“Standard Handbook For Electrical Engineers – Section 7 - Alternating Current Generators”**.McGraw Hill, 2006.
- [3] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMISSION - IEC Std. 60034-1. **“Machine Electriques Tournantes – valeurs nominales”**, New York, 2010.
- [4] SAMBAQUI A. B. K., –**“Máquinas Elétricas I”**. Centro Federal de Educação Tecnológica de Santa Catarina, Joinville, 2010.
- [5] GUEDES, M. V. **O alternador síncrono trifásico - modelização**. Porto,Universidade do Porto, 1996. 76p.
- [6] RELVAS J. A. M.,– **“Breve História do Electromagnetismo”**, na internet: <http://www.ispgaya.pt/eventos/brevehistelectrom/BreveHistElectrom.pdf>.
- [7] ISOLA V., – **“A História do Eletromagnetismo”** – IFGW, UNICAMP, na internet: http://www.ifi.unicamp.br/~lunazzi/F530_F590_F690_F809_F895/F809/F809_sem1_2003/992558ViniciusIsola-RMartins_F809_RF09_0.pdf.
- [8] NEIDHOFER, Gerhard J. – **The Evolution of Large Hydroelectric Generators and Synchronous Motors**, Zurich, ABB, 1992.
- [9] NEIDHOFER, Gerhard J. –**“The evolution of the synchronous machine”**. Engineering Science and Education Journal, October 1992, pp 239-248.
- [10] HOOSHYAR H. SAVAGHEBI M. VAHEDI A.,– **“Synchronous Generator: Past, Present and Future”** – Iran University of Science and Technology, Tehran, Iran, 2007.
- [11] ROCHA, J. J - **“Predictive maintenance systems - An application to the diagnosis of synchronous generators insulation systems”**. Colloquium on Large Electrical Machines and Renewable Generation, Romania, 2013.
- [12] OBERHOLSER R. –**“Konstruktion elektrischer Maschinen – II Synchronmaschine”**. Zentralische weizerrischen Technikum, Luzern.
- [13] LIWSCHITZ, M. – **“Calcolo e determinazione delle dimensione delle macchine elettriche”**, Editore Ulrico Hoepli Milano, 1964.
- [14] KOVÁCS K. P.,– **“Transient phenomena in electrical machines”**.Oxford, 1984, 391p.

- [15] CHALMERS B. J, WILLIAMSON A.,– “**A. C. Machines: Electromagnetics and design**”. John Wiley and Sons Limited, 1991.
- [16] MORA J. F.,– “**Máquinas Eléctricas – Quinta Edición**”. McGraw-Hill Interamericana de España, 2003.
- [17] BINDER A.,– “**Electrical Machines and Drives I**”. Darmstadt University of Technology, Germany, 2004.
- [18] BOLDEA, Ion – “**The Electric Generators Handbook**”, CRC Press, Taylor& Francis Group LCC, 2006.
- [19] PYRHONEN, J. JOKINEN, T. HRABOVCOVA, V. – “**Design of Rotating Electrical Machines**”. John Wiley& Sons Lts, 2008.
- [20] WALKER, J. – “**Large Synchronous Machines – Design, Manufacture and Operation**”. Clarendon Press, Oxford, 1981.
- [21] NATIONAL ELECTRICAL MANUFACTURERS ASSOCIATION – NEMA MG 5.1: “**Large Hydraulic-Turbines-Driven Synchronous Generator**”, EUA, 1995.
- [22] ROCHA, J. J - “**A especificação dos principais parâmetros e sua influência nos custos dos geradores síncronos**”. XXII SNTPEE – Seminário Nacional de Produção e Geração de Energia Elétrica, Brasil, 2013.
- [23] MARTÍN, Juan Corrales – “**Calculo Industrial de Maquinas Electricas, Tomo I – Metodo de Calculo**”. Marcombo Boixareu Editores. Barcelona, México, 1982.
- [24] OLIVEIRA, W. C., - “**Redução do Empuxo Magnético Desbalanceado em Geradores Síncronos**”, UFSC, Florianópolis, 2008.
- [25] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS - IEEE Std. 115-1995: “**Test Procedure for Synchronous Machine**”, EUA, 1995.
- [26] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS - IEEE Std. C50-12: “**IEEE Standard for Salient-Pole 50 Hz and 60 Hz Generators and Generators/Motors for Hydraulic Turbine Applications Rated 5MVA and Above**”, EUA, 2008.
- [27] Catálogo ArcelorMittal Inox Brasil. “**Electrical Steels; Grain oriented silicon steels; non-oriented silicon steels**”. ED. 2, Maio 2009.
- [28] MEEKER D.,– “**Finite Element Method Magnetics – Version 4.2**”. FEMM User’ manual, 2009.
- [29] PLONUS M., “**Applied electromagnetics**”. McGraw-Hill, 1978.