ADEMIR PELIZARI

**Estudo da topologia de motores de fluxo axial de excitação híbrida com foco
na utilização em tração elétrica**

São Paulo

2015

ADEMIR PELIZARI

**Estudo da topologia de motores de fluxo axial de excitação híbrida
com foco na utilização em tração elétrica**

**Tese apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do Título de
Doutor em Ciências**

**Área de Concentração:
Sistemas de Potência**

**Orientador:
Prof. Dr. Ivan Eduardo Chabu**

**São Paulo
2015**

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Pelizari, Ademir

Estudo da topologia de motores de fluxo axial de excitação híbrida com foco na utilização em tração elétrica / A. Pelizari -- versão corr. -- São Paulo, 2015.

159 p.

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.tração elétrica 2.máquinas elétricas 3.método dos elementos finitos
I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

Dedico este trabalho à minha filha Malu Pelizari.

AGRADECIMENTOS

Ao grande incentivador e colega Professor Doutor Ivan Eduardo Chabu. Pela paciência e confiança que sempre transmitiu durante este longo processo de aprendizado.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, pelo apoio durante a realização deste trabalho.

Ao Departamento de Pós-Graduação pelo apoio nos congressos.

Aos colegas do PEA pela amizade firmada.

À Universidade Cruzeiro do Sul pela aquisição do software de simulação.

Ao Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado (LMAG) pelos recursos, e finalmente à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo pela oportunidade de realização deste trabalho e à Universidade de São Paulo por tudo que representa.

Aos meus pais, Adhemar e Neuza, por tudo que me disponibilizaram, principalmente paciência, carinho e amor.

“Conhece-te a ti mesmo”
Sócrates.

RESUMO

Pelizari, A., **Estudo da Topologia de Motores de Fluxo Axial de Excitação Híbrida com Foco na Utilização em Tração Elétrica**. 2015. 159 f. Tese (Doutorado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2015.

Os motores de corrente contínua convencionais são muito bem conhecidos pela sua robustez e pelo seu alto nível de controlabilidade, além do fato de possibilitarem a operação na região de enfraquecimento de campo (modo motor), quando esta situação se fizer necessária. Por estas características, as máquinas de corrente contínua ainda são empregadas nos dias atuais em nichos específicos de utilização. Não obstante, a máquina c.c. apresenta algumas desvantagens, principalmente a intensiva e dispendiosa manutenção eletromecânica necessária para sua operação. Como opção de sanar este problema, surgiram na década de 60, as máquinas elétricas de corrente contínua sem escovas (*brushless*) com excitação por ímãs permanentes de fluxo trapezoidal. O problema destas máquinas se deve justamente a impossibilidade da variação de fluxo de excitação uma vez que são produzidos puramente pelos ímãs. Sendo assim, este trabalho tem como propósito, o estudo de topologias diferenciadas da máquina elétrica, através de um circuito magnético não convencional para aplicação e utilização em sistemas de tração elétrica para operação na região de enfraquecimento de campo através da variação do fluxo resultante no entreferro. Como objeto de estudo, foi focada a topologia de fluxo axial com excitação híbrida, ou seja, dupla excitação (excitação a ímãs permanentes e excitação elétrica). Para o projeto da topologia proposta, nesta tese, adicionalmente ao método analítico, foram realizadas simulações computacionais para a comparação e refinamento dos resultados das grandezas eletromagnéticas da máquina.

Palavras-Chave: Motor de fluxo axial. Sistema de excitação híbrida. Motor axial para tração elétrica. Máquinas elétricas de tração veicular. Simulação de máquinas elétricas.

ABSTRACT

Pelizari, A., **Estudo da Topologia de Motores de Fluxo Axial de Excitação Híbrida com Foco na Utilização em Tração Elétrica**. 2015. 159 f. Tese (Doutorado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2015.

DC motors have been used for almost two centuries. They are very well known not only for its excellent torque response, but also because they can operate at the flux weakening region, when this situation is required. Due to these characteristics, nowadays, the dc machines have been used in specific niches of utilization. Nonetheless, this sort of machine presents a disadvantage, specifically the problem of exhaustive electromechanical maintenance required. In order to solve this type of problem, during the 1960's, the permanent magnet trapezoidal brushless dc machines were developed. The problem in this kind of machine is the difficulty to obtain excitation flux variation, since there is only a permanent magnet excitation system. Hence, the aim of this thesis is a study of non conventional electric machines topology for application and utilization in electric traction systems for operation at weakening flux region through the changing of resulting air-gap flux. As purpose of the study, an axial flux hybrid excitation topology was focused, i.e, a double excitation system (a permanent excitation and an electric excitation) to make its operation at the constant power region possible keeping the flux density level in the critical parts of the machine under the saturation point. Additionally, for design the topology proposed, in this thesis, computational simulations were done in order to compare with the results obtained from the analytical method.

Keywords: Axial flux motor. Hybrid excitation system. Axial motor for electric traction system. Electric machines for electric traction vehicle. Simulation of electric machines.

LISTA DE SÍMBOLOS

a_w	Número de caminhos paralelos
A_{EF}	Densidade linear de corrente eficaz
A_f	Área Frontal do veículo
A_m	Densidade linear de corrente de pico
A_{RANHURA}	Área da ranhura
$B_{1\text{MAX}}$	Densidade de fluxo magnético máximo
$B_{1\text{MÉDIO}}$	Densidade de fluxo magnético médio fundamental
$B_{\text{COROA_EXT}}$	Densidade de fluxo magnético da coroa do rotor externo
$B_{\text{COROA_INT}}$	Densidade de fluxo magnético da coroa do rotor interno
$B_{\text{COROA_EST}}$	Densidade de fluxo magnético da coroa do estator
$B_{\text{DENTE_EST}}$	Densidade de fluxo magnético do dente do estator
B_g	Densidade de fluxo magnético máxima
B_{g1}	Densidade de fluxo magnético fundamental
B_{gh}	Densidade de fluxo magnético harmônico
B_{OP}	Densidade de fluxo magnético de operação do ímã permanente
B_r	Densidade de fluxo magnético remanente
C_d	Coeficiente de arrasto aerodinâmico
D_{IN}	Diâmetro interno do disco
D_{OUT}	Diâmetro externo do disco
D_{MED}	Diâmetro médio do estator
e_{CHAPA}	Espessura da chapa
E_F	Tensão eficaz
f	Frequência da fonte de alimentação
F_{acel}	Força resistente devido à aceleração do veículo
F_{ad}	Força resistente de arrasto aerodinâmico
$F_{\text{EXC_ELET}}$	Força magnetomotriz do enrolamento de excitação elétrica
F_{incl}	Força resistente devido à inclinação da pista
F_{PM}	Força magnetomotriz do ímã permanente
F_R	Força resistente ao movimento na direção do eixo x
F_{RESULT}	Força resultante atuante no veículo
F_{rr}	Força resistente devido o atrito dos pneus com a pista

F_t	Força de tração no sentido longitudinal de movimento
F_{TOTAL}	Força magnetomotriz total
g	Aceleração da gravidade
h	índice da harmônica
$h_{C.G.}$	Altura do centro de gravidade do veículo
$h_{PÓLO}$	Altura do pólo
H_C	Intensidade de campo magnético coercitivo
H_{TRECHO}	Intensidade de campo trecho
h_{PM}	Altura do ímã permanente
K_{EMP}	Fator de empilhamento
K_F	Fator de forma
ℓ_g	Comprimento do entreferro
L_{MT_ARM}	Comprimento médio da espira
L_{MEDIO_EXC}	Comprimento médio do enrolamento de excitação
L_{MED_ROTOR}	Comprimento médio magnético do rotor
L_{MED_TRECHO}	Comprimento médio magnético do trecho
L_{PM}	Comprimento do ímã
m_1	Número de fases da armadura
m_{fe}	Massa de ferro das armaduras e do rotor
MCI	Motor de combustão interna
M_V	Massa do veículo
M_{VR}	Massa do veículo por roda
n_s	Velocidade síncrona em rotações por segundo
N_1	Número de espiras da armadura
N_{1F_LADO}	Número de espiras por fase por lado da armadura
$N_{B/m1}$	Número de bobinas por fase
N_{B_EST}	Número de bobinas do enrolamento
N_C	Número de condutores por bobina
N_{ESP_BOB}	Número de espiras por bobina
N_{EXC_ELET}	Número de espiras do enrolamento de excitação
N_s	Velocidade síncrona em rotações por minuto
p	Número de páres de pólos
p_{RANH}	profundidade da ranhura

$P_{\text{COBRE_ARM}}$	Perdas no cobre no enrolamento do estator
$P_{\text{COBRE_EXC}}$	Perdas no cobre no enrolamento da excitação
P_{FE}	Perdas no ferro
$P_{\text{FOUC_NAO_SEN}}$	Perdas Foucault sob indução não senoidal
$P_{\text{FOUC_SEN}}$	Perdas Foucault sob indução senoidal
$P_{\text{HIST_NAO_SEN}}$	Perdas histeréticas sob indução não senoidal
$P_{\text{HIST_SEN}}$	Perdas histeréticas sob indução senoidal
P_{MEC}	Perdas mecânicas
P_N	Potência nominal da máquina
P_{PNEU}	Pressão dos pneus
P_R	Potência resistente total
P_{TOTAL}	Perda total na máquina
q_1	Número de ranhuras por pólo e fase
r	Raio
r_d	Raio da roda
R_1	Resistência elétrica do enrolamento da armadura
$R_{\text{COROA_EST}}$	Relutância magnética da coroa do estator
$R_{\text{COROA_INT}}$	Relutância magnética da coroa interna do rotor
$R_{\text{COROA_EXT}}$	Relutância magnética da coroa externa do rotor
$R_{\text{DENTE_EST}}$	Relutância magnética do dente do estator
R_{DISP}	Relutância magnética de dispersão
R_{ESTATOR}	Relutância magnética do estator
R_g	Relutância magnética do entreferro
R_{IN}	Raio interno do disco
R_{OUT}	Raio externo do disco
$R_{\text{PÓLO}}$	Relutância magnética do pólo
$R_{\text{EXC_EXT}}$	Resistência elétrica da excitação externa
$R_{\text{EXC_INT}}$	Resistência elétrica da excitação interna
R_{ROTOR}	Relutância magnética do rotor
R_{TAMPA}	Relutância magnética da tampa
R_{TRECHO}	Relutância magnética do trecho
S	Abertura da ranhura
S_1	Número de ranhuras da armadura

S_1/m_1	Número de ranhuras por fase
S_{AW}	Área do enrolamento da armadura
S_{COROA_EST}	Área da coroa da armadura
S_{COROA_EXT}	Área da coroa externa do rotor
S_{COROA_INT}	Área da coroa do rotor interna do rotor
S_{DENTE_EST}	Área do dente da armadura
S_{FIO_ARM}	Secção transversal do fio da armadura
S_{FIO_EXC}	Secção transversal do fio da excitação
S	Área
S_P	Área do pólo
S_{PM}	Área do imã
S_{TAMPA}	Área da tampa
t_{acel}	Tempo de aceleração
T_d	Torque desenvolvido
V_1	Tensão de alimentação de linha
V_{EXC}	Tensão da excitação elétrica
V_F	Velocidade de regime do veículo
V_X	Velocidade do veículo na direção x
V_{WIND}	Velocidade do vento
ω_{RODA}	Velocidade angular da roda
α	Fator de reação de armadura
β	Ângulo de inclinação da pista
σ	Força tangencial
σ_{FE}	Condutividade elétrica do ferro
φ	Defasagem entre tensão e corrente
θ	Arco do rotor
ϵ	Relação entre tensão de entrada e tensão de entreferro
ϵ_R	Coeficiente de Richter
Φ_g	Fluxo magnético no entreferro
Φ_{EXC_ELET}	Fluxo magnético da excitação elétrica
Φ_{PM}	Fluxo magnético do ímã permanente
Φ_{TOTAL}	Fluxo magnético total
η	Rendimento da máquina

η_d	Fator de distorção da forma de onda
μ_0	Constante de permeabilidade magnética no vácuo
μ_{COROA}	Constante de permeabilidade magnética relativa
μ_{TAMPA}	Constante de permeabilidade magnética relativa
μ_{rr}	Coeficiente de atrito dinâmico
ρ_{FE}	Densidade volumétrica do ferro
ρ_{ar}	Densidade do ar
ρ_{cobre}	Coeficiente de resistividade do cobre
τ_s	Passo da ranhura

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Primeiros veículos elétricos.....	21
Figura 1.2 Classificação dos sistemas de tração em veículos.....	23
Figura 1.3 Níveis de hibridização.....	25
Figura 1.4 Arquiteturas em veículos híbridos.....	25
Figura 1.5 Formas de instalação da máquina de tração.....	26
Figura 1.6 Representação da máquina BLDC.....	31
Figura 1.7 Esquema de acoplamento de motor axial com rotor duplo.....	34
Figura 1.8 Esquema de acoplamento de motor axial.....	34
Figura 2.1 Classificação das máquinas elétricas <i>brushless</i> de fluxo axial.....	40
Figura 2.2 Máquinas de fluxo axial brushless com ranhuras no estator.....	41
Figura 2.3 Máquinas de fluxo axial brushless sem ranhuras no estator.....	41
Figura 2.4 Máquina de excitação a ímãs permanentes.....	45
Figura 2.5 Topologias radiais de máquinas com excitação híbrida série.....	46
Figura 2.6 Topologias radiais e axiais com excitação híbrida paralela.....	48
Figura 3.1 Vista frontal e lateral da topologia proposta.....	52
Figura 3.2 Esquema de conexão das armaduras da topologia proposta.....	52
Figura 3.3 Ligação de uma fase das bobinas da armadura.....	53
Figura 3.4 Desenho esquemático das bobinas.....	53
Figura 3.5 Detalhe do rotor e da polarização dos ímãs permanentes.....	54
Figura 3.6 Bobinas da excitação elétrica.....	55
Figura 3.7 Vista tridimensional da topologia proposta.....	55
Figura 3.8 Detalhamento da topologia proposta.....	56
Figura 4.1 Fluxograma das etapas de desenvolvimento do trabalho.....	60
Figura 4.2 Característica torque, potência e faixa de velocidade.....	61
Figura 4.3 Tensão de cisalhamento e detalhe do rotor.....	62
Figura 4.4 Influência do raio externo e da densidade de corrente.....	64
Figura 4.5 Dependência do fluxo por pólo em função do diâmetro externo.....	66
Figura 4.6 Valores de torque nas regiões de torque e potência constante.....	69
Figura 4.7 Valores de potência nas regiões de torque e potência constante.....	69
Figura 5.1 Circuito equivalente completo do sistema de excitação híbrido.....	73
Figura 5.2 Detalhe das linhas de fluxo produzido pela excitação elétrica.....	74

Figura 5.3 Detalhe das linhas de fluxo produzido pela excitação de ímãs.....	74
Figura 5.4 Circuito magnético equivalente produzido pela excitação elétrica.....	75
Figura 5.5 Circuito magnético equivalente produzido pelos ímãs permanentes.....	78
Figura 5.6 Caminho de fluxo na área crítica no pólo do rotor.....	78
Figura 5.7 Detalhe do pólo da máquina.....	79
Figura 5.8 Detalhe e dimensões do dente do estator.....	79
Figura 5.9 Detalhe e dimensões da coroa do estator.....	80
Figura 5.10 Detalhe dos caminhos de dispersão.....	81
Figura 5.11 Detalhe dos pólos do rotor.....	82
Figura 5.12 Detalhe da coroa interna e externa do rotor.....	83
Figura 5.13 Detalhe das dimensões do rotor.....	83
Figura 5.14 Curva de magnetização dos materiais usados.....	86
Figura 5.15 Detalhamento da distribuição de fluxo básico no pólo interno.....	86
Figura 5.16 Conexão dos enrolamentos da excitação elétrica.....	90
Figura 5.17 Grandezas nas regiões de torque e potência constante.....	92
Figura 5.18 Curva de magnetização e pontos de operação.....	93
Figura 5.19 Detalhe das dimensões do ímã permanente.....	96
Figura 6.1 Caminhos de condução de corrente.....	99
Figura 6.2 Detalhamento da etapa de criação da malha de elementos finitos.....	100
Figura 6.3 Condições de contorno adotadas na etapa de simulação.....	101
Figura 6.4 Curvas e materiais parametrizados.....	102
Figura 6.5 Detalhe de linha exploratriz para obtenção das induções.....	103
Figura 6.6 Resultados das simulações – excitação elétrica.....	104
Figura 6.7 Indução no entreferro principal - excitação elétrica.....	105
Figura 6.8 Resultados das simulações – ímãs permanentes.....	106
Figura 6.9 Indução no entreferro principal — ímãs permanentes.....	107
Figura 6.10 Resultados das simulações – excitação híbrida.....	108
Figura 6.11 Indução no entreferro principal – excitação híbrida.....	109
Figura 7.1 Caminhos dos fluxos produzidos pelos ímãs permanentes.....	112
Figura 9.1 Diagrama de forças atuantes no veículo.....	128
Figura 9.2 Comportamento dos coeficientes de atrito.....	131
Figura 9.3 Detalhamento da roda.....	131
Figura 9.4 Comportamento da força de arrasto aerodinâmico.....	133

Figura 9.5 Comportamento da força resistente.....	133
Figura 9.6 Comportamento da força resistente.....	134
Figura 9.7 Comportamento da força acelerante.....	134
Figura 9.8 Torque motor e resistente para ângulos de inclinação da pista.....	134
Figura 9.9 Variação da potência resistente.....	135
Figura 9.10 Perdas detalhadas da máquina.....	141
Figura 9.11 Evolução ímãs permanentes.....	142
Figura 9.12 Mercado de ímãs permanentes.....	143
Figura 9.13 Análise comparativa dos principais ímãs permanentes.....	146
Figura 9.14 Desenho final da topologia.....	147
Figura 9.15 Arquiteturas série e possíveis arranjos.....	148
Figura 9.16 Arquit. série MCI.....	149
Figura 9.17 Arquit. série MCI - motor acoplado à roda.....	150
Figura 9.18 Arquit. série MCI - motor, transmissão e diferencial.....	151
Figura 9.19 Arquit. série - célula de combustível - motor interno à roda.....	152
Figura 9.20 Arquit. série - célula de combustível - motor acoplado à roda.....	153
Figura 9.21 Arquit. série - célula de combustível - motor, transmissão e dif.....	154
Figura 9.22 Arquit. paralela e possíveis arranjos.....	154
Figura 9.23 Arquit. paralela MCI.....	156
Figura 9.24 Arquit. série-paralela MCI e possíveis arranjos.....	157
Figura 9.25 Arquit. <i>plug-in</i> e possíveis arranjos.....	159

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Tabela comparativa de veículos híbridos.....	27
Tabela 1.2 – Tabela comparativa de motores de topologia radial.....	33
Tabela 5.1 – Tabela das induções e força magnetomotriz no pólo interno.....	87
Tabela 5.2 – Resultados – circuito magnético – excitação elétrica.....	87
Tabela 5.3 – Força magnetomotriz da excitação elétrica.....	89
Tabela 5.4 – Resultados – circuito magnético – excitação ímãs permanentes.....	97
Tabela 6.1 – Resultados – excitação elétrica.....	109
Tabela 6.2 – Resultados – excitação ímãs permanentes.....	110
Tabela 6.3 – Resultados – excitação híbrida.....	110
Tabela 9.1 – Inclinação percentual da pista.....	134
Tabela 9.2 – Parâmetros de tração.....	140
Tabela 9.3 – Principais ímãs permanentes.....	149

SUMÁRIO

1. Introdução.....	20
1.1 Um breve histórico sobre os veículos de tração elétrica.....	21
1.1.1 Período 1800-1920.....	21
1.1.2 Década de 60.....	22
1.1.3 Década de 70.....	22
1.1.4 Década de 80 e 90.....	22
1.1.5 Veículos elétricos e híbridos atuais.....	22
1.1.5.1 Veículos puramente elétricos.....	23
1.1.5.2 Veículos híbridos convencionais.....	23
1.1.5.3 Veículos híbridos <i>plug-in</i>	24
1.1.5.3.1 Recursos e faixas de trabalho de veículos híbridos.....	24
1.1.6 Resumo das arquiteturas híbridas.....	27
1.2 Máquinas de tração elétrica.....	29
1.3 Objetivo do trabalho.....	37
1.4 Justificativa do trabalho.....	37
1.5 Metodologia do trabalho.....	38
1.6 Organização do trabalho.....	39
2. Revisão da literatura.....	40
3. A topologia proposta.....	51
4. Etapas de desenvolvimento do projeto.....	58
5. Caracterização do circuito magnético equivalente.....	73
6. Simulação computacional pelo método dos elementos finitos.....	98
7. Conclusões finais.....	113
8. Referências bibliográficas.....	114
9. Apêndice.....	128

1. INTRODUÇÃO

Os automóveis tracionados por motores à combustão interna dominaram todo o século XX. Um dos principais fatores que alavancaram a sua produção em larga escala e a sua comercialização em 1910-1911 foi o desenvolvimento do motor de arranque uma década antes, em 1899 por J. Clyde Coleman (ANDERSON, 2010) viabilizando assim a partida dos motores à combustão.

Apesar de todo o progresso e de todos os benefícios que os veículos trouxeram naquele momento, a liberação de poluentes pelos tubos de escapamento apresentava-se como um problema não resolvido e de certa forma uma preocupação com a questão da saúde pública e ambiental, apesar do número de automóveis em circulação ser infinitamente menor comparado com os dias atuais.

Depois da realização da ECO-92 e após a efetivação do Protocolo de Kyoto em 1997, na qual participaram mais de 160 países, o meio ambiente e o nível das emissões voltaram a encontrar espaço na mídia. Os debates que ocorrem atualmente abordam basicamente as políticas, as normatizações e os métodos a serem empregados para redução dos níveis de poluentes despejados na atmosfera, para os quais os automóveis contribuem com grande porcentagem. Como resultado direto destas discussões, as fábricas de automóveis e órgãos governamentais, a partir de políticas de controle de poluentes, começaram a se preocupar e adotar procedimentos mais rígidos para melhorar a qualidade do ar que respiramos e, neste cenário, os veículos de tração elétrica voltam a ganhar espaço (QUEIROZ, 2006; BUENO, 1997). O grande fato é que, toda vez que o fornecimento de combustível era ameaçado, as empresas voltavam a olhar os carros elétricos como alternativa de transporte e com o decorrer do tempo e o avanço da tecnologia, estes ganharam força e se estabeleceram no cenário mundial, ainda que relativamente mais caros (FUHS, 2009). Apesar das coincidências no tocante a questão ambiental, vale lembrar que os veículos de tração elétrica foram os primeiros a serem desenvolvidos e apesar de possuírem baixo rendimento naquela época, atendiam as necessidades de transporte em curtos percursos.

1.1 UM BREVE HISTÓRICO SOBRE OS VEÍCULOS DE TRAÇÃO ELÉTRICA

1.1.1 PERÍODO 1800-1920

Antes de 1830, os meios de transporte disponíveis eram movidos por tração animal ou por máquinas movidas a vapor. Naquela época, apesar de as leis da indução magnética ainda não estarem totalmente estabelecidas, Michael Faraday já tinha demonstrado o princípio de um motor elétrico. Apenas em 1831 Faraday formalizou as leis da indução, alavancando o desenvolvimento de máquinas de potência significativa (ANDERSON, 2010; BUENO, 2004). Resumidamente, dentre os eventos relevantes da história dos veículos, podemos citar:

- 1831—Lei de Faraday e, logo após, invenção do motor de corrente contínua;
- 1834—Utilização de uma bateria não recarregável que alimentava um carro elétrico usado em um curto trajeto, desenvolvido por Thomas Davenport;
- 1851— Carro elétrico que atingia 32 km/h desenvolvido por Charles Page;
- 1897—Veículos elétricos comercializados pela empresa francesa Krieger: Peso: 1,1 ton.; velocidade máxima: 24,4 km/h; autonomia: 80,47 km;
- 1902—Desenvolvimento do primeiro veículo híbrido por Lohner – Porsche;

a)

b)

Figura 1.1 – Primeiros veículos.

a) Elétrico de Krieger (1897). b) Híbrido de Lohner-Porsche Coupe (1902).

- 1920—Desaparecimento dos veículos elétricos e predominância dos veículos movidos a combustível, devido a um conjunto de fatos: as áreas rurais tinham acesso limitado à eletricidade (o que dificultava a recarga dos carros elétricos); o desenvolvimento e utilização do motor de arranque; melhorias obtidas nas linhas de produção nas fábricas de Henry Ford, possibilitando a produção de veículos em série, reduzindo-se o valor do carro (HUSAIN, 2003).

1.1.2 DÉCADA DE 60

No tocante ao mercado americano, as montadoras GM e Ford engajaram-se em desenvolver veículos elétricos. A GM investiu mais de 15 milhões de dólares na produção de dois veículos (Electrovair I-1964; Electrovair II-1966) e Electrovan. As principais desvantagens eram as baterias, pois tanto o peso, o tempo de recarga, bem como o custo de fabricação eram elevados. Além disso, as baterias apresentavam curto ciclo de vida (HUSAIN, 2003; EHSANI, 2010).

1.1.3 DÉCADA DE 70

Na década de 70, durante a crise energética, o preço da gasolina atingiu valores elevados, e novamente, o mercado de veículos elétricos voltou a se aquecer. A GM desenvolveu um veículo com motor c.c., 34 HP, 2400 rpm que atingia uma velocidade de 96,56 km/h com aceleração de 0 a 88,5 km/h em 27 s. Em 1975, 352 vans elétricas foram entregues para a empresa de correios americana (U.S.P.Service) em caráter de teste (HUSAIN, 2003).

1.1.4 DÉCADA DE 80 E 90

Devido à melhoria alcançada na eletrônica de potência e nos microprocessadores, o desempenho dos conversores eletrônicos aumentou consideravelmente e nesta época, dois veículos foram desenvolvidos também pela GM: a 1ª e 2ª versões do GM Impact 3, lançados respectivamente em 1993 e 1995. O veículo era tracionado por um motor de indução trifásico, 137 HP, 1200 rpm, aceleração de 0 a 96,56 km/h em 8,5 s, velocidade máx. de 120,7 km/h com autonomia de 144,44 km.

1.1.5 VEÍCULOS ELÉTRICOS E HÍBRIDOS ATUAIS

No tocante ao sistema de tração, no cenário atual, os veículos podem ser divididos em três grupos principais (SOYLUS, 2011; EHSANI, 2010; EMADI, 2004): os de tração convencional (Motores de Combustão Interna - MCI), os de tração híbrida (MCI + Motor Elétrico) e os de tração elétrica (figura 1.2):

Figura 1.2 – Classificação dos sistemas de tração em veículos.

1.1.5.1 VEÍCULOS PURAMENTE ELÉTRICOS

Os veículos elétricos puros (também conhecidos como BEV, sigla em inglês para Battery Electric Vehicles) são acionados unicamente por motores elétricos (HUSAIN, 2003). A fonte de energia, no caso as baterias, podem ser recarregadas diretamente na rede de energia elétrica ou podem ser substituídas por outras baterias já carregadas. Por apresentarem apenas a máquina elétrica como elemento de tração, considera-se que atinge uma economia de combustível de 100% do ponto de vista do veículo, não considerando aqui a energia gasta para produzir as baterias. As baterias usadas nesses veículos possuem uma faixa de tensão de 200 a 350 V, fornecendo uma potência de 35 a 70 kW e uma faixa de energia de 25 a 40 kWh (EMADI; EHSANI; MILLER, 2004).

1.1.5.2 VEÍCULOS HÍBRIDOS CONVENCIONAIS

Os veículos híbridos são aqueles nos quais o motor de combustão interna e motor elétrico coexistem (TANAKA, 2010; PISTOIA, 2010). Dependendo da arquitetura, o motor elétrico e o motor de combustão tracionam o carro em tempos distintos ou simultaneamente. As baterias são recarregadas constantemente pelo conjunto alternador-retificador conectado ao motor à combustão interna e por um sistema de frenagem regenerativa. Nestes veículos, a redução de combustível pode variar entre 25 a 40%. As baterias possuem faixa de tensão de 300 a 500 V, fornecendo potência de 40 a 80 kW em uma faixa de energia de 25 a 65 kWh (EMADI, 2005).

1.1.5.3 VEÍCULOS HÍBRIDOS “*PLUG IN*”

Os veículos elétricos híbridos do tipo “*plug in*” recebem este nome por possibilitar a recarga das baterias também a partir da rede elétrica. Em geral, estes veículos são movidos, nos primeiros 20 a 30 km, pela operação do motor elétrico. Depois desta distância, o motor a combustão é o único responsável pelo movimento do veículo (LOWRY, LARMINIE, 2003; MILLER, 2004).

Além da possibilidade de recarga pela rede elétrica durante o período da noite, as baterias podem ser também recarregadas pelo sistema de frenagem regenerativa associado à máquina elétrica. A redução no consumo de combustível obtida por estes veículos está na ordem de 45 a 65 %. A faixa de tensão, de potência e de energia das baterias estão entre 200-350 V, 30-100 kW e 5-15 kWh, respectivamente (EMADI, 2005; FENTON, 2001).

1.1.5.3.1 RECURSOS E FAIXAS DE TRABALHO DE VEÍCULOS HÍBRIDOS

A ausência de infraestrutura (postos comerciais) para recarga das baterias (no caso de veículos plug-in) e os preços, ainda são os maiores obstáculos encontrados pelas montadoras. A faixa de potência do veículo fica atrelada ao nível de hibridização do mesmo, que por sua vez, está diretamente ligada à finalidade ou ao segmento de mercado (veículos familiares, intermediários, de luxo, pequenas entregas e ônibus metropolitanos). A figura 1.3 ilustra a classificação dos veículos quanto ao nível de hibridização, economia de combustível, recursos disponíveis e as faixas de potência alcançadas:

Figura 1.3 – Níveis de hibridização, economia de combustível e recursos disponíveis.

Fonte: Centro de Pesquisa e Desenvolvimento (CPqD).

Na figura 1.4, observa-se outra classificação quanto às principais arquiteturas de tração. As principais diferenças apresentam-se na maneira pelas quais as máquinas de tração elétricas estão conectadas à fonte de energia e sua dependência com relação ao motor de combustão interna, influenciando diretamente na sua disposição, sua forma de montagem e seu acoplamento ao eixo de tração. Os arranjos da figura 1.4 podem ser verificados com maior nível de detalhamento no Apêndice E deste trabalho.

Figura 1.4 – Arquiteturas em Veículos Híbridos (EMADI, 2005).

Existem diversas possibilidades de montagem, no tocante à posição da máquina elétrica, evidentemente, dependendo da necessidade, do espaço disponível e da potência necessária, essas possibilidades são apresentadas na figura 1.5:

Figura 1.5 – Possíveis formas de instalação da máquina de tração elétrica em veículos elétricos-híbridos (FUHS, 2009; HUSAIN, 2003; TANAKA, 2010). a) Em linha. b) Em linha (MCI externo). c) Acoplamento comum em 2 eixos. d) Motor de Tração acoplado à roda. e) Motor de Tração interno a roda. f) Motor de Tração + Motor de Combustão (acoplamento único). g) Tração puramente elétrica h) Transeixo + Motor de Tração 2 (eixos separ. e conexão mecânica). i) Transeixo + Motor de Tração 2 (eixos separados e conexão elétrica).

1.1.6 RESUMO DAS ARQUITETURAS HÍBRIDAS

A tabela 1.1 sintetiza as arquiteturas híbridas consagradas atualmente em termos dos valores de tensão mais comuns do barramento de corrente contínua, potências requeridas, fração elétrica e economia de combustível obtidos em um percurso norte-americano padronizado (U.S. Metro-Highway Drive Cycle).

Tabela 1.1 – Tabela comparativa de arquiteturas de veículos híbridos (EMADI, 2005).

ARQUITETURA	TENSÃO DO SISTEMA [V]	POTÊNCIAS REQUERIDAS TÍPICAS [kW]	FRAÇÃO ELÉTRICA [%]	GANHO DE ECONOMIA DE COMBUSTÍVEL RELATIVO [%]
PARALELA	14, 42, 144 , 300	3 - 40	5 - 20	5 - 40
SÉRIE	216, 274,300 350, 550, 900	> 50	100	> 75
HÍBRIDA	216, 274,300 400, 500	15 a 35 e 35 a 65	50	> 75
HÍBRIDA (PLUG-IN)	300 550	40 - 80	25-65	100

1.1.7 CONCLUSÕES SOBRE OS VEÍCULOS DE TRAÇÃO ELÉTRICA

Nos subitens anteriores pôde ser verificado, de uma maneira resumida, a evolução dos primeiros veículos de tração elétrica. Dos primeiros protótipos desenvolvidos a partir de 1830, após o surgimento do motor de corrente contínua, até os dias atuais, percebemos o quanto avançamos, tendo em vista a velocidade máxima obtida e a distância percorrida alcançada. Apesar do quase desaparecimento na década de 20, o interesse retornou nas décadas seguintes. Entre as décadas de 1960 e 1990, o avanço tecnológico foi enorme, tanto que na década de 1990, veículos elétricos já alcançavam a faixa de 120 km/h. O fator limitante neste tipo de projeto, desde os primeiros carros, foi e ainda será, por um tempo que não arriscamos aqui definir, a bateria elétrica. Ela continua sendo ainda um grande desafio por causa de sua autonomia, uma vez que não existe ainda, em cidades que pretendem incentivar o uso dos veículos elétricos, uma infraestrutura para o carregamento das mesmas, apesar do grande esforço e avanços no desenvolvimento de baterias potentes com

elevada capacidade de armazenamento e extremamente leves, elas ainda são relativamente mais caras. Assim, enquanto as baterias elétricas não atingirem uma elevada autonomia ou os locais para recarregamento das mesmas forem escassos, os chamados veículos elétricos puros ficarão em segundo plano. Este é um dos principais motivos que mantêm os veículos de motor à combustão ainda no foco dos órgãos governamentais. Assim surge na década de 1990, outra alternativa de veículo no que se refere à tração: os híbridos. Dependendo do tipo, do tamanho e da finalidade, os híbridos possuem níveis diferentes de hibridização. Em veículos classificados como híbridos completos, por exemplo, não somente a potência de tração como também os recursos disponíveis caracterizam maior complexidade de arquitetura e no controle, além disso, possuem outra subdivisão no tocante à dependência do sistema de transmissão em relação à máquina elétrica e ao motor de combustão interna que são as arquiteturas paralela, série, série-paralela e complexa. A arquitetura paralela e a série-paralela apresentam uma pequena vantagem no aspecto de confiabilidade e no tocante ao controle, o arranjo série é considerado menos complexo. A que apresenta maior complexidade, não somente no aspecto físico, como também no controle, é a arquitetura complexa. Na tabela 1.1, verifica-se que a escolha de uma determinada arquitetura depende principalmente do nível de potência de tração requerida, sendo que esta depende do nível de tensão disponível no barramento c.c., que por sua vez varia em função das baterias e do espaço para acomodação das mesmas no veículo. Na configuração paralela, por exemplo, a potência disponível de tração varia entre 3 e 40 kW (esta última para tensão de 300 V), Essa configuração possibilita uma economia de combustível da ordem de 40%, que é a menor economia entre as arquiteturas analisadas, sendo que uma parcela de 3 à 20 % da potência, é fornecida pelas baterias. Para o mesmo nível de tensão, a arquitetura série pode atingir potências maiores que 50 kW com uma economia de combustível em torno de 75 % sendo que 100% da potência é fornecida pelas baterias. No arranjo híbrido (série-paralelo), atingem-se potências entre 35 e 65 kW (são somente alcançados com tensão de 500 V). Neste último, a economia de combustível alcançada está em torno de 100% uma vez que o percurso utilizado para realização deste estudo permitia o carregamento das baterias antes que a mesma perdesse completamente a carga.

1.2 MÁQUINAS DE TRAÇÃO ELÉTRICA

1.2.1 MÁQUINAS DE TOPOLOGIA RADIAL

Atualmente, diversas montadoras utilizam a tecnologia de tração elétrica veicular em suas linhas de automóveis (QUEIROZ, 2006). Nestes sistemas de tração, as máquinas elétricas, em sua maioria, apresentam topologia de fluxo radial, não somente pelo motivo de serem os tipos mais comuns, com mercado consolidado, mas também pelo desempenho que apresentam frente aos esforços requeridos neste tipo de sistema (CHEN, 2010; DORREL, POPESCU, 2010; LUNGOCI, 2012).

1.2.2 MÁQUINAS C.C. COM COMUTADOR E ESCOVAS DE CARVÃO

Os primeiros veículos elétricos, os chamados elétricos puros, usavam máquinas c.c. com escovas de carvão de topologia radial. A utilização de motores elétricos de corrente contínua com escovas, antes do surgimento da máquina de corrente alternada, patenteada por Dolivo-Dobrowolsky em 1889, era a única forma de conversão eletromecânica de energia. Estas máquinas, além de serem extremamente robustas e facilmente controláveis, podem operar tanto na região de enfraquecimento de campo (particularmente quando conectadas em excitação independente) no modo motor, quanto nos quatro quadrantes. Além da excitação independente do campo, a máquina possibilita outras conexões, como excitação série, excitação paralela e excitação mista, que são bastante utilizadas em tração elétrica. Essas ligações permitem a obtenção de diferentes curvas de torque e velocidade. Todavia, independentemente da ligação, apresentam como principal desvantagem, uma intensa e dispendiosa manutenção eletromecânica, uma vez que as escovas de carvão sofrem elevado desgaste no contato com o comutador, tornando desta maneira, a utilização da máquina c.c. com escovas um tanto quanto desvantajosa em relação às máquinas sem escovas, principalmente em sistemas com elevado ciclo de trabalho, que é o caso da tração elétrica.

1.2.3 MÁQUINAS C.A. ASSÍNCRONA DE INDUÇÃO COM ROTOR EM GAIOLA

Outra máquina elétrica, de topologia radial, bastante utilizada nos sistemas de tração elétrica, é o motor de indução assíncrono. Na indústria, as máquinas de indução assíncronas são as mais utilizadas no mundo e representam aproximadamente 80% de toda a energia elétrica convertida em energia mecânica. A faixa de potência varia entre fracionárias até potências da ordem de MW. O rotor, neste tipo de máquina, é robusto e se ajusta bem em aplicações de alta velocidade, podendo também operar com sobrecarga e na região de enfraquecimento de fluxo através de controlador eletrônico. Este tipo de motor apresenta excelente comportamento em aplicações de velocidade e torque, principalmente com o avanço dos controladores eletrônicos de potência. Com a utilização destes controladores, é possível adequar o ponto de trabalho do motor para os mais variados tipos de cargas e processos industriais. Em tração elétrica, apresenta ótimo desempenho, no entanto, as densidades de potência e de torque são relativamente menores comparadas às máquinas de topologia axial. Devido à complexidade do sistema controlador, o preço final do acionamento é relativamente caro.

1.2.4 MÁQUINAS C.A. SÍNCRONA COM EXCITAÇÃO ELÉTRICA

Além de possibilitar o controle de reativos em sistemas elétricos de potência, as máquinas síncronas com excitação elétrica, possuem uma característica favorável comparada às máquinas com excitação a imãs permanentes que é a possibilidade de controlar a corrente de excitação da máquina e, conseqüentemente, obter uma tensão ajustável com ou sem carga (modo gerador) dentro de uma faixa de trabalho. Outro aspecto é a eliminação do risco de desmagnetização dos imãs permanentes. Em tração elétrica, estas máquinas têm aplicação limitada comparada às máquinas c.c. e às máquinas de indução assíncronas.

1.2.5 MÁQUINAS RADIAIS BRUSHLESS

Por volta da década de 50, quando a tecnologia de produção de ímãs apresentava-se bastante avançada, máquinas *brushless* de ímãs permanentes começaram a ser produzidas em escala industrial (MONAJEMY, 2000), em substituição às máquinas com excitação convencional, principalmente em aplicações onde o controle de reativos não era necessário. Uma das principais vantagens deste tipo de máquina deve-se à inexistência de comutador e escovas de carvão, bons rendimentos e elevada densidade de torque e de potência (VAN HAUTE, 2002).

1.2.6 MÁQUINAS C.C. BRUSHLESS DE FLUXO TRAPEZOIDAL

Atualmente, a máquina *brushless* mais conhecida, e que encontra bastante aplicação em tração elétrica, é a máquina de corrente contínua sem escovas de fluxo trapezoidal (ou quadrada, em algumas referências), também conhecida como máquina BLDC (termo em inglês para “*brushless direct current*”). A figura 1.6 ilustra uma máquina elétrica do tipo BLDC.

Figura 1.6 – Representação da máquina BLDC.

Nesta máquina, o enrolamento da armadura é do tipo distribuído, polifásico (maioria trifásico), acomodado nas ranhuras do estator, de maneira a criar um campo magnético de natureza girante e um sistema de excitação de ímãs permanentes no rotor (PURANEN, 2006). A alimentação deste tipo de motor depende exclusivamente de um controlador eletrônico, que irá realizar a comutação dos enrolamentos, após receber os sinais provenientes dos sensores de posição alocados na máquina. Nestes motores, o momento do chaveamento e a posição do rotor, devem ser exatamente sincronizados, em consequência, a forma de onda no entreferro é do

tipo trapezoidal. Ocorre, que nestas máquinas, existe a possibilidade de desmagnetização dos ímãs submetidos a elevados campos de reação de armadura, quando montados na superfície do rotor (GIGNOUX, 2005; HONG, 1999; ROSU, ARKKIO, 1999). Em tração elétrica, outro fator negativo, se deve à chance de desmagnetização em operação sob elevadas temperaturas (SEBASTIAN, 1995). Neste caso, um eficiente sistema de resfriamento se faz necessário, uma vez que o motor elétrico trabalha grande parte do tempo em baixas rotações, especialmente em grandes centros urbanos. Em baixas velocidades, a máquina pode produzir elevada pulsação de torque. Por esta razão, são frequentemente utilizados em sistemas com elevada velocidade e com grande inércia, tornando as oscilações do rotor quase imperceptíveis. Outro aspecto se deve a limitação de velocidade, pelo motivo já descrito, quando se faz necessária operação acima da velocidade nominal (LIPO, 2005; KIM, 1997; KEFSI, 2010).

1.2.7 MÁQUINA C.A. BRUSHLESS DE FLUXO SENOIDAL

A máquina c.a. *brushless* de fluxo senoidal, também conhecida por PMSM (termo em inglês para “*permanent magnet synchronous motor*”) ou motor síncrono de ímãs permanentes, é uma máquina cuja excitação é do tipo trifásica senoidal e opera sob a ação de um campo girante. Estas máquinas apresentam algumas vantagens, por exemplo: baixa interferência eletromagnética em altas velocidades, a possibilidade de operar com controlador eletrônico em malha aberta, rotação suave sem *ripple* de torque mesmo em baixas velocidades, possibilidade de operação como servo-mecanismos em malha fechada com encoder, resolver ou sensores de efeito hall e apresentam boa resposta dinâmica. Entre as desvantagens verificadas, podemos citar a complexidade de construção no que se refere à montagem dos ímãs permanentes no rotor, a probabilidade, mesmo que remota, da desmagnetização completa ou parcial dos ímãs em determinadas faixas de temperatura ou na ocorrência de uma falta. Outro aspecto desfavorável se deve aos preços comparados com outros motores para uma mesma faixa de potência.

1.2.8 RESUMO DAS MÁQUINAS DE TOPOLOGIA DE FLUXO RADIAL

A tabela 1.2 sumariza as vantagens e desvantagens das máquinas elétricas de topologia radial.

Tabela 1.2 – Motores de topologia radial utilizados em tração elétrica (MAGGETTO; VAN MIERLO, et al, 2000).

TIPO	VANTAGENS	DESVANTAGENS
MOTOR C.C. COM ESCOVAS	CONTROLABILIDADE BAIXO TORQUE DE RIPPLE TAMANHO DA MASSA DO CONTR. ELETRÔNICO QUANT.DE CHAVES ELETRÔN. DO CONTROLE BOA CAPACIDADE DE TORQUE EM BAIXAS VEL.	CONFIABILIDADE COMPROMETIDA (ESCOVAS) REQUER CONSTANTE MONITORAÇÃO BAIXA CAPACIDADE DE SOBRECARGA BAIXA DISSIPACÃO DE CALOR LIMITE MÁXIMO DE VELOCIDADE BAIXO RENDIMENTO
MOTOR C.A. ASSÍNCRONO DE INDUÇÃO	EXCELENTE DINÂMICA COM CONTR. ELETR. POSSIBILIDADE DE OPERAR EM ELEVADAS VEL. CUSTO MENOR FABRICAÇÃO SIMPLES DURABILIDADE GRANDE NÚMERO DE FABRICANTES	CONTROLE COMPLEXO FATOR DE POTÊNCIA INDUTIVO BAIXO REND. COM CARGAS LEVES NO EIXO
MOTOR C.C. DE IMÃS PERMANENTES (BLDC)	ELEVADA DENSIDADE DE POTÊNCIA ELEVADA RELAÇÃO TORQUE / INÉRCIA VOLUME E MASSA DO CONTR. ELETRÔNICO BOA CAPACIDADE DE SOBRECARGA	CUSTO ELEVADO TORQUE DE RIPPLE CHANCE DE DESMAGNETIZAÇÃO DOS IMÃS POBRE ENFRAQUECIMENTO DE CAMPO *
MOTOR C.A. SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES	POSSIBILIDADE DE TORQUE SUAVE ELEVADO RENDIMENTO ELEVADA DENSIDADE DE TORQUE POSSIBILID. DE ELEVADO TORQUE DE PARTIDA BOA CAPACIDADE DE SOBRECARGA CONTROLABILIDADE VOLUME E MASSA DO MOTOR	CUSTO CHANCE DE DESMAGNETIZAÇÃO DOS IMÃS CONFIAB. COMPROMETIDA (ÍTEM ANTERIOR) POBRE ENFRAQUECIMENTO DE CAMPO *

*motor acionado por controlador eletrônico

1.2.9 MÁQUINAS DE TOPOLOGIA DE FLUXO AXIAL BRUSHLESS

Para solução da questão do espaço, particularmente em tração elétrica veicular, máquinas de topologia axial apresentam-se como uma boa alternativa. Em algumas aplicações veiculares, por exemplo, os rotores são acoplados diretamente ao eixo de tração (PROFUMO; ZHANG, 1997) de maneira a otimizar o volume, a massa e a potência transferida para o eixo. A figura 1.7 representa o motor axial composto por rotor duplo solidário ao eixo do veículo.

Figura 1.7 – Esquema de acoplamento de motor axial com rotor duplo (PROFUMO; ZHANG, 1997).

Outra opção pode ser visualizada na figura 1.8, na qual a máquina elétrica é acoplada ao lado da roda do veículo. Como pode ser verificado, o estator é fixado diretamente ao chassi do veículo, enquanto o rotor de ímãs permanentes fica livre para rotacionar. Os impactos, sofridos pelas rodas, são atenuados pelo sistema de amortecimento conectado ao eixo. Para tração elétrica, devido ao ambiente, o motor deve ser construído de forma robusta, compacta e com elevado grau de proteção.

Figura 1.8 – Esquema de acoplamento de motor axial.

a) Acoplamento na roda (PROFUMO; ZHANG, 1997). b) Exemplo de sistema de amortecimento

1.2.10 VANTAGENS DAS MÁQUINAS DE FLUXO AXIAL DE DISCO

- Forma robusta, compacta e elevada densidade de potência e torque;
- Os ímãs são fabricados com superfícies planas, e não na forma de arco, como em alguns modelos radiais;
- O entreferro é plano e pode ser ajustado durante e depois da etapa de montagem;
- Sua topologia favorece a transferência de calor, tendo em vista que a mesma é plana e mais aberta do que as máquinas de topologias radiais;
- Possuem grande aplicação em geradores eólicos em baixas velocidades tendo em vista que pode ser projetado para um elevado número de pólos;
- Possibilidade de utilização de vários módulos no mesmo eixo de tração.

1.2.11 DESVANTAGENS DAS MÁQUINAS DE FLUXO AXIAL DE DISCO

- A estabilidade estrutural comprometida, devido ao tamanho dos discos;
- Apresenta complexidade de fabricação e montagem tendo em vista que as laminações do estator devem ser empilhadas na direção circunferencial, ou seja, na forma espiral, o que torna o processo de fabricação mais caro;
- Devido aos grandes discos, possuem elevado momento de inércia;
- A força axial deve ser suportada pelos mancais com estator e rotor simples;
- A superfície de contato entre rotor e eixo não aumenta proporcionalmente com a potência de saída da mesma, aumentando a possibilidade de ocorrência de trepidação, sendo uma das principais causas de falhas em motores tipo disco (GIERAS; WING, 2002);

1.2.12 CONCLUSÕES SOBRE AS MÁQUINAS DE TRAÇÃO ELÉTRICA

A confiabilidade e o desempenho alcançados por máquinas elétricas de topologia radial são inegavelmente reconhecidos. Vale salientar que qualquer projeto de sistema de tração veicular, que tenha como propósito a aplicação deste tipo de topologia, alcançará excelentes resultados, em termos de precisão e resposta no tocante as variáveis como posição, velocidade e torque.

A utilização de máquinas de topologia axial surge, na verdade, como alternativa mediante alguns problemas destacados no item anterior, como espaço físico, densidade de potência, densidade de torque e faixa de velocidade. No projeto de máquinas axiais, especificamente para a utilização em tração veicular, deve ser considerada uma faixa de potência de acordo com a finalidade e tipo de veículo, de maneira a evitar o comprometimento do espaço destinado à sua instalação no veículo, o que tornaria o projeto de um veículo de tração elétrica inviável, não somente pelo tamanho, mas também pelo custo. A finalidade do projeto, no que se refere ao tipo de veículo, elétrico puro, híbrido-elétrico, potência requerida de tração, deve ser levada em consideração antes do desenvolvimento de uma máquina elétrica para este objetivo.

1.3 OBJETIVO DO TRABALHO

O objetivo principal deste trabalho se concentra no estudo e projeto de uma máquina elétrica de topologia axial diferenciada, com foco na utilização em tração elétrica, de maneira a possibilitar sua operação na região de enfraquecimento de campo e, para tal finalidade, será estudado e analisado um sistema híbrido de excitação.

1.4 JUSTIFICATIVA DO TRABALHO

As máquinas *brushless* de topologia axial com excitação de ímãs permanentes apresentam excelente desempenho de torque e velocidade além de possuírem uma ótima aceitação em sistemas de propulsão elétrica devido ao seu menor volume (CARICCHI, 2006; KAMPER, RIX, 2007; PROFUMO, 2002). No entanto, apresentam limitação no tocante ao controle de velocidade. Sendo assim, um sistema de excitação híbrida será projetado, para realizar o enfraquecimento do campo, fazendo com que o motor possa aumentar sua faixa de velocidade. Para atender à questão da faixa de velocidade, o projeto de uma máquina de fluxo axial com excitação híbrida para a finalidade de tração deve vencer as seguintes dificuldades:

- Espaço restrito para instalação em sistemas de tração elétrica. Este fato obriga os fabricantes a adotarem elevados níveis de densidade de potência e densidade de torque em seus projetos;
- Limitação nos níveis de induções nas partes ferromagnéticas da máquina de forma a evitar saturações magnéticas indesejáveis, o que prejudicaria o funcionamento correto na faixa desejada requerida;
- A divisão de fluxo produzido pelos dois sistemas de maneira a atender a faixa de velocidade desejada;

Longe de qualquer desencorajamento no sentido de utilização das máquinas radiais, este trabalho não trata de uma análise comparativa entre máquinas radiais e axiais, tendo em vista que ambas apresentam vantagens e desvantagens.

1.5 METODOLOGIA

A metodologia adotada para este projeto será baseada em procedimentos analíticos, considerando as características não lineares do circuito magnético da máquina. Com esta análise, será possível tanto investigar grandezas locais como refinar os cálculos com base nos valores simulados. Assim, a metodologia dividiu-se nas seguintes etapas:

1. Estado da arte das principais máquinas de topologias axiais e uma breve revisão sobre os principais sistemas de excitação atuais, seus pontos favoráveis e suas desvantagens;
2. Apresentação e detalhamento da topologia proposta, no tocante às dimensões, características elétricas, magnéticas e construtivas;
3. Estudo e desenvolvimento do circuito magnético do sistema de excitação proposto, de maneira a estimar fluxos e densidades de fluxo nas partes principais da máquina;
4. Simulação e análise computacional utilizando *software* para cálculo de grandezas eletromagnéticas com base no método dos elementos finitos, com intuito de realizar a comparação com resultados obtidos pelo método analítico;

1.6 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

De maneira a facilitar a compreensão do leitor, faz-se uma breve descrição do conteúdo de cada capítulo desta tese.

Apresenta-se no capítulo 2, o estado da arte das máquinas elétricas de fluxo axial em sistemas de propulsão elétrica como também os principais sistemas híbridos de excitação. Destacam-se as principais características, vantagens e desvantagens de algumas soluções técnicas encontradas na literatura.

No capítulo 3 apresentam-se os detalhes referentes à topologia proposta nesta tese, destacando-se as características técnicas da armadura, do rotor e também os dados nominais requeridos pela aplicação.

No capítulo 4 são apresentadas as etapas de desenvolvimento do projeto que contempla a determinação da faixa de velocidade a ser atingida, tendo em vista que a máquina deverá trabalhar acima da velocidade nominal, as induções desejadas em cada parte do motor, como também o dimensionamento do disco da armadura.

No capítulo 5 desenvolve-se o circuito magnético da máquina proposta de maneira a possibilitar o cálculo analítico das induções magnéticas em cada parte do motor e, a partir deste circuito magnético, o desenvolvimento do sistema de excitação híbrido.

No capítulo 6 apresentam-se os resultados das simulações computacionais realizadas na topologia da máquina proposta, através de *software* de elementos finitos em regime magnetostático.

No capítulo 7 são apresentadas as conclusões finais obtidas nesta tese.

No capítulo 8, podem ser encontradas as referências bibliográficas utilizadas para elaboração desta tese.

No capítulo 9, encontram-se os apêndices A, B, C e D.

2.0 REVISÃO DA LITERATURA

Neste capítulo, apresenta-se o estado da arte das máquinas elétricas de topologia de fluxo axial (HENDERSHOT, 1994; CARICCHI, 1995; GIERAS, 2004; CAVAGNINO, 2000) bem como dos principais tipos de sistemas de excitação híbrida. As máquinas *brushless* de fluxo axial, também conhecidas como máquinas do tipo disco, são utilizadas preferencialmente em situações onde o espaço axial é limitado apresentando-se como uma boa alternativa em substituição aos motores de topologia radial devido à sua forma compacta, sua construção robusta e sua elevada densidade de potência e torque. No tocante ao número de discos, as topologias mais comuns são as de lado simples, duplo ou multiestágio (HANSELMAN, 1994; DUBOIS, 2004; MEBARKI, 2010). A figura 2.1 apresenta a classificação das máquinas de fluxo axial:

Figura. 2.1 – Classificação das máquinas elétricas *brushless* de fluxo axial.

Na figura 2.2 representam-se topologias axiais com ranhuras no estator de lado simples e lado duplo e, na figura 2.3 as máquinas sem ranhuras no estator, conforme a classificação da figura 2.1:

Figura 2.2 – Geometrias de máquinas de fluxo axial brushless – com ranhuras no estator. Lado simples. a) Ímãs na superfície do rotor. b) Fluxo concentrado. Lado duplo. c) Ímãs na superfície do rotor. d) Fluxo concentrado rotor duplo. e) Fluxo concentrado estator duplo.

Figura 2.3 – Geometrias de máquinas de fluxo axial brushless – sem ranhuras no estator. Lado duplo. a) Fluxo concentrado rotor duplo. (b) Ímãs na superfície rotor duplo.

Nestas topologias destaca-se a facilidade de montagem dos ímãs, uma vez que os mesmos são fabricados com superfícies planas e, devido o fato do entreferro ser plano, permite o ajuste da distância durante e depois da montagem. Devido aos grandes discos, a estabilidade estrutural é um pouco menor comparada com máquinas radiais (CHAN, 1987). As máquinas de lado simples possuem uma construção mais simples dos 3 arranjos (figura 2.2 a e b) no entanto, possuem

menor capacidade de torque comparadas às máquinas de lado duplo. As máquinas de lado duplo (2.2 c,d,e e f – 2.3 a e b) apresentam o dobro de potência e as forças de atração entre estator e rotor são equilibradas. Outra vantagem se deve à possibilidade de redundância quando ligados em paralelo, onde um estator pode funcionar mesmo se o outro falhar (SPOONER, 1988; CIRANI, 2002). As máquinas multidiscos, não representadas aqui, são normalmente utilizadas em máquinas com potência na faixa de 300 [kW] ou mais (GIERAS, 2004) e, uma vez que a potência da máquina varia em função do raio do disco, deve-se limitar este aumento inserindo-se mais discos, por questões de estabilidade, principalmente nas juntas mecânicas entre disco-eixo e a força axial sofrida pelos mancais.

2.1 POSIÇÃO DOS ÍMÃS PERMANENTES: INTERNOS OU NA SUPERFÍCIE

Os principais aspectos nos motores com ímãs internos (figura 2.2 b) em relação aos motores com ímãs na superfície (figura 2.2 a), além da maior indutância, são: a obtenção de torque um pouco mais elevado, construção um pouco mais facilitada (tendo em vista que os ímãs geralmente possuem formato retangular com ímãs internos), são mais protegidos eletromagnética (faltas), química (não expostos no ar) e mecânicamente (bem fixados no rotor) (TSUDA, FUKAMI, 2007). Os ímãs superficiais, comumente usados em sistemas de baixa velocidade, são fixados ao rotor através de bandagem ou manga de aço não magnética ou, em última instância, fixados por cola.

2.2 ARMADURAS COM RANHURAS E SEM RANHURAS (SLOT/SLOTLESS)

Com objetivo de simplificar a montagem durante a inserção do enrolamento no estator e com objetivo de reduzir as chances de saturação dos dentes (JUFER,RADULESCU,1991) foram desenvolvidas, na década de 80, as máquinas conhecidas como “*slotless*” (termo em inglês para “sem ranhuras”). Verifica-se, nestas máquinas, uma montagem mais simples, não obstante, apresentam menores valores de indutância e consequentemente menores valores de torque desenvolvidos (HESMONDHALGH, TIPPING, 1982).

2.3 ENROLAMENTOS DA ARMADURA

Os enrolamentos das máquinas de fluxo axial podem ser montados de inúmeras formas, mas, de maneira geral, os mais utilizados são os enrolamentos sobrepostos, enrolamentos não sobrepostos e enrolamentos toroidais (HLIOUI;VIDO, 2007). Neste trabalho, os enrolamentos não sobrepostos concentrados (CROS, 2002; EL-REFAIE, 2010; MAGNUSSEN, 2003) foram utilizados, apresentando algumas vantagens, entre elas (MILLER, 2004):

- Facilidade de montagem da bobina no estator;
- Redução do diâmetro final da máquina devido ao menor comprimento da bobina;
- Produção de forma de onda mais próxima da senoidal;

A maior desvantagem se deve ao menor torque de saída, todavia, em um estudo realizado com os três tipos de enrolamentos (KAMPER; WANG; ROSSOUW, 2007), não foram constatadas diferenças significativas nos valores obtidos de torque, potência e rendimento da máquina.

2.3.1 CONCLUSÕES SOBRE AS MÁQUINAS AXIAIS

A utilização de máquinas axiais de multiestágio, por sua vez, se torna necessário em casos onde a potência da máquina se torna muito elevada, devido, principalmente, à limitação mecânica da mesma, uma vez que a relação entre diâmetro do disco e diâmetro do eixo se torna muito grande, decorrendo em vibrações mecânicas indesejáveis. As máquinas de lado simples apresentam fornecem a metade da potência de uma máquina de lado duplo, no entanto são menos onerosas para uma mesma potência. Um ponto favorável em máquinas de lado duplo deve-se principalmente ao equilíbrio das forças axiais entre a armadura e rotor, sem contar a possibilidade da conexão série ou paralela entre os enrolamentos das armaduras (no caso de dupla armadura). Em série, a corrente elétrica nos enrolamentos é menor, uma vez que a tensão da fonte é dividida, todavia, se um problema ocorrer em uma das bobinas do enrolamento, pode-se perder a máquina. No caso da

máquina em conexão paralela, a corrente consumida nos enrolamentos é maior, para o mesmo nível de tensão, no entanto, se ocorrer algum defeito em um dos enrolamentos, pode-se utilizar ainda a outra armadura, obtendo desta maneira, a metade da potência da mesma.

A instalação de ímãs permanentes na superfície do rotor apresenta um risco à desmagnetização quando da ocorrência de uma falta. Este risco fica, de certa maneira, reduzido quando o ímã fica alojado internamente ao rotor, criando um caminho de menor relutância no material ferromagnético.

Os enrolamentos da armadura de máquinas axiais apresentam três arranjos mais comuns que são: os enrolamentos sobrepostos, não sobrepostos e toroidais. Os três arranjos apresentam, na média, o mesmo desempenho, sendo preferencialmente escolhido aquele que apresentar maior facilidade de fabricação.

2.4 SISTEMAS DE EXCITAÇÃO HÍBRIDA

De maneira geral, os sistemas de excitação em máquinas elétricas rotativas resumem-se em excitação a ímãs permanentes, excitação elétrica e excitação híbrida. Nos sistemas a ímãs permanentes (JAHNS, 1994; KIM, LEE, 2006; GUO, 2006), o enfraquecimento de campo é obtido pelo controle da corrente de armadura quando a máquina em questão é alimentada por um controlador eletrônico. A desvantagem deste método se deve à limitada faixa de enfraquecimento, uma vez que com a elevação dos campos de reação, aumentam as chances de desmagnetização dos ímãs. Outra possibilidade para o enfraquecimento de campo usando-se apenas ímãs permanentes é obtido pela variação assimétrica de fluxo, como na topologia proposta na figura 2.4 (LI CHUNYAN, 2005).

Figura 2.4 – Máquina de excitação com ímãs permanentes (LI CHUNYAN, 2005).

Nesta topologia, a velocidade do rotor é controlada através de um circuito chaveador conectada ao estator trifásico da máquina. Quando o rotor atinge a velocidade nominal, os ímãs alojados dentro dos canais do rotor movimentam-se, vencendo a força da mola. Na movimentação dos ímãs, o fluxo no entreferro produzido pelos mesmos enfraquece, aumentando desta maneira a velocidade do rotor. As vantagens deste sistema são principalmente a diminuição das chances de desmagnetização dos ímãs, a redução das perdas no cobre nos enrolamentos, boa regulação no modo gerador e faixa de ajuste de velocidade da ordem de 2,4 vezes a nominal. Nos sistemas com excitação puramente elétrica (YABIKU, 2003), temos a presença de um enrolamento de excitação estático ou rotativo (este último através de escovas de carvão e anéis coletores) sendo que o sistema estático é preferido devido às inconveniências já mencionadas do sistema rotativo (com escovas). O enrolamento de excitação é alojado conjunta ou separadamente na armadura e o enfraquecimento se faz da mesma maneira do que em uma máquina c.c.. No tocante aos sistemas de excitação híbridos (SHANMING ET AL, 2010; KEFSI, GABSI, 2010), como dito anteriormente, este consiste na utilização de uma dupla excitação, ou seja, excitação a ímãs permanentes e uma excitação elétrica. No sistema híbrido, de acordo com o arranjo magnético da excitação elétrica e dos ímãs permanentes, os fluxos produzidos no entreferro são considerados em série ou em paralelo, possibilitando obviamente o reforço ou o enfraquecimento deste fluxo resultante. Assim as máquinas com excitação híbrida podem ser classificadas (AMARA et al., 2009; SULAIMAN, 2011) como máquinas de excitação série e máquinas de excitação paralela.

2.4.1 MÁQUINAS DE EXCITAÇÃO SÉRIE

No sistema de excitação série, o fluxo produzido pela excitação elétrica atravessa o mesmo caminho magnético do fluxo produzido pelos ímãs permanentes.

(a)

(b)

(c)

Figura 2.5 – Topologias radiais de máquinas com excitação híbrida série. a) Modelo radial 1 de (VIDO, 2009). b) Modelo radial 2 de (VIDO, 2009). c) Modelo radial de (FODOREAN, DJERDIR, VIOREL, MIRAUI, 2007).

Nas três topologias propostas (VIDO, 2009) e (FODOREAN, 2007), ilustradas nas figuras 2.5 a, b e c, evidenciam-se a construção radial relativamente simples. Foram observadas pelos seus autores a obtenção de boa faixa de velocidade, como também baixas perdas na região de enfraquecimento de campo. Entretanto, apresentaram como desvantagens a existência de anéis coletores e escovas de carvão, bem como uma elevada relutância magnética dos ímãs (próxima à do ar) decorrendo em uma elevada força magnetomotriz.

2.4.2 MÁQUINAS DE EXCITAÇÃO PARALELA

No sistema de excitação paralela, o fluxo produzido pela excitação elétrica atravessa caminhos magnéticos, no material ferromagnético, diferentes daqueles produzidos pelos ímãs permanentes e, devido a este fato, o fluxo produzido pela excitação elétrica não é afetado pelo fluxo produzido pelos ímãs permanentes, assim, máquinas com excitação híbrida paralela possui um controle de velocidade um pouco estável e confiável comparadas às máquinas série. Na figura 2.6 apresentam-se algumas topologias radiais e axiais de máquinas com excitação híbrida encontradas na literatura.

Figura 2.6 – Topologias radiais e axiais de máquinas com excitação híbrida paralela.

- a) Modelo radial (AKEMAKOU;PHOUNSOMBAT,2000). b) Modelo radial (NAOE;FUKAMI, 2001).
c) Modelo radial de pólo desviado (CHAO-HUI; HUANQIU; XIN-WEI,2007).
d) Máquina Imbricada (AMARA; LUCIDARME; GABSI; LECRIVAIN, 2001).
e) Modelo axial (SPOONER; KHATAB; NICOLAOU, 1989). f) Modelo axial (TAPIA; LEONARDI; LIPO, 2001).
g) Modelo axial – excitação única. h) Modelo axial – excitação separada (GABSI; HOANG, 2009)).

As figuras 2.6 a, b, c e d representam as topologias radiais e as figuras 2.6 e, f, g e h as topologias axiais respectivamente. Na topologia proposta na figura 2.6 a (AKEMAKOU;PHOUNSOMBAT,2000), como na maioria das máquinas de topologias radiais, a máquina possui uma estrutura simples (o que facilitou a etapa de fabricação), comprimento magnético considerado pequeno, além da elevada densidade de potência. Por outro lado, tem a desvantagem de apresentar anéis e escovas de carvão, elevadas perdas na região de enfraquecimento de campo e o surgimento de harmônicas temporais e espaciais indesejáveis que produziram torques pulsantes e pequenas vibrações na mesma região. No modelo radial da figura 2.6 b (NAOE; FUKAMI, 2001), o rotor foi dividido em duas partes: um lado com a presença de um enrolamento de excitação em corrente contínua alimentado por anéis e escovas de carvão e o outro lado com a fixação de ímãs permanentes de neodímio no rotor. Os pontos favoráveis observados nesta topologia são a estrutura mecânica e elétrica relativamente simples. Além disso, a topologia da figura 2.6 b, apresenta um comprimento magnético pequeno, facilidade no controle do fluxo de entreferro pela corrente de campo, além de possibilitar uma combinação de arranjos no tocante ao número de pólos. O aspecto negativo se deve também a existência de anéis e escovas de carvão, que aumenta os custos de manutenção da máquina. Na topologia da figura 2.6 c (CHAO-HUI;HUANQIU;XIN-WEI,2007), foram observadas boa faixa de ajuste de enfraquecimento de campo, relativa facilidade para acomodação de maior quantidade de ímãs por pólo quando o diâmetro do rotor é relativamente pequeno, inexistência de anéis coletores e escovas de carvão. Como fator negativo verificou-se uma relativa complexidade estrutural do rotor. A topologia da figura 2.6 d (AMARA; LUCIDARME; GABSI; LECRIVAIN, 2001) apresenta algumas vantagens, assim como as mencionadas anteriormente, o fato do fluxo produzido pelos ímãs estar em paralelo com o fluxo produzido pela excitação elétrica, as chances reduzidas de desmagnetização e também o fato de não apresentar anéis e escovas, entretanto, apresenta uma estrutura, segundo os autores, um pouco complexa e observou-se considerável fluxo de dispersão. Na topologia axial da figura 2.6 e (SPOONER; KHATAB; NICOLAOU, 1989) foram verificados como pontos positivos: simplicidade no controle, a possibilidade de ser montada diretamente ao eixo do motor de combustão devido ao seu curto comprimento axial em substituição ao disco de inércia e também devido à

inexistência de anéis coletores e escovas. Não obstante, como desvantagem desta topologia verificou-se que o caminho magnético da excitação elétrica é relativamente extenso, acarretando uma elevada força magnetomotriz de excitação. Outro aspecto se deve ao arranjo mecânico relativamente complexo. Na topologia axial da figura 2.6 f proposto por (TAPIA; LEONARDI; LIPO, 2001), verificou-se que o fluxo de entreferro pode ser controlado sem afetar a característica de magnetização dos ímãs permanentes através de uma pequena corrente de excitação c.c.. O autor também relata uma boa faixa de ajuste para o controle de fluxo e obviamente a inexistência de anéis coletores e escovas de carvão. Como pontos desfavoráveis observou-se que a presença dos enrolamentos de corrente contínua adicionais no estator diminui a densidade de potência tendo em vista que a superfície de entreferro adicional para alojamento da bobina c.c. não participa do processo de conversão de energia. Nas topologias das figuras 2.6 g e 2.6 h são representados modelos axiais de excitação paralela, com uma diferença com relação ao número de bobinas de excitação. Na topologia 2.6 g temos um enrolamento único de excitação do tipo concentrado alojado na metade da máquina, enquanto que na topologia 2.6 h, o enrolamento de excitação é separado em duas bobinas, ambas alojadas nos discos laterais do estator. Na superfície do rotor da topologia 2.6 g, os ímãs permanentes são instalados em duas fileiras, de maneira a produzir um fluxo resultante adequado para o enfraquecimento de campo necessário.

2.4.3 CONCLUSÕES SOBRE OS SISTEMAS DE EXCITAÇÃO

A excitação a ímãs permanentes é o tipo mais simples dos sistemas existentes. Em situações onde um campo fixo é necessário, pode-se utilizá-lo satisfatoriamente. Em casos onde o fluxo de excitação deve ser variado, devido às reações de armadura, sua utilização é desencorajada. Os sistemas de excitação híbrido série, por sua vez, resolvem a questão da variação de fluxo até certa faixa, tendo em vista que o caminho de fluxo estabelecido pela excitação elétrica é o mesmo do ímã. O sistema paralelo possibilita a produção de força magnetomotriz de maneira independente reduzindo a chance de afetar os ímãs permanentes.

3.0 A TOPOLOGIA AXIAL PROPOSTA

Neste capítulo apresenta-se a topologia da máquina de fluxo axial proposta nesta tese, onde são destacados não somente os aspectos técnicos como também a justificativa para a escolha desta topologia em particular na aplicação em sistemas de tração elétrica.

Referindo-se à figura 1.5 no capítulo 1 observam-se algumas possibilidades no tocante à utilização da máquina elétrica de tração, seja em veículos puramente elétricos ou híbrido-elétricos. Com base nestes arranjos, pode-se ter uma noção do ambiente no qual a máquina irá operar, tendo em vista o espaço físico limitado para instalação de motores elétricos. Neste estudo, a topologia axial foi escolhida face ao seu menor comprimento axial, além do fato de apresentar uma vantagem específica nos arranjos de acoplamento com o motor de combustão interna. Ainda com base na figura 1.5, dependendo da potência requerida e do desempenho esperado, a topologia proposta pode ser usada nas configurações 1.5a até 1.5i, obviamente utilizando-se de caixas de redução para uma correta adequação das faixas operativas de torque e velocidade. Verifica-se também, na etapa de montagem, que em máquinas de topologias axiais o ajuste do entreferro é mais facilitado comparativamente às de topologia radial.

Assim, em nosso estudo, optou-se pelo arranjo em dupla armadura externa estática, conectada em estrela-série, arranjo também conhecido como lado duplo. Como mencionado anteriormente, a vantagem do arranjo em série se deve à redução da corrente de armadura e a possibilidade de produção de torque por ambas armaduras simultaneamente. Como desvantagem, verifica-se a possibilidade de perda do controle da máquina na ocorrência de um problema em um dos enrolamentos de alguma fase. A potência mecânica de 10 kW foi determinada no APÊNDICE A, a partir dos dados de um veículo convencional de passeio.

A figura 3.1 mostra a topologia proposta em vista frontal e lateral. As cotas do modelo podem ser encontradas no Apêndice D deste trabalho.

Figura 3.1 – Vista frontal e lateral da topologia proposta.

Observa-se na figura 3.2 a, a representação esquemática das armaduras conectadas em série, ou seja, as armaduras 1 e 2 e, na figura 3.2 b, as bobinas das fases a, b e c com os respectivos números das armaduras 1 ou 2 em conexão estrela-série.

Figura 3.2 – Esquema de conexão das armaduras da topologia proposta.

a) Conexão das armaduras b) Ligação estrela-série.

No tocante ao enrolamento da armadura, este por sua vez, possui conexão do tipo pólos consequentes, por exemplo, para a fase na cor azul, de acordo com a figura 3.3, e esquematizada através do desenho da figura 3.4.

Figura 3.3 – Ligação de uma fase das bobinas da armadura.

Figura 3.4 – Desenho esquemático das bobinas.

Os sistemas de tração elétrica veicular apresentam uma vantagem no que se refere à possibilidade de operação da máquina elétrica na região de enfraquecimento de campo, supondo que a máquina possibilite tal ação. Após a aceleração, uma vez que o veículo já se encontra em velocidade de cruzeiro, apesar da diminuição do torque na região de enfraquecimento, pode-se atender condições específicas requeridas pela tração. No sistema de excitação, em nosso estudo, foi utilizado um sistema híbrido do tipo paralelo para atender os requisitos de operação. A excitação híbrida paralela é classificada como não convencional, pois tanto os ímãs permanentes quanto a excitação elétrica são alojados de forma diferente das configurações tradicionais dos motores sem escovas. Na topologia proposta, os ímãs não são fixados na superfície do rotor, pois, como sabemos, neste tipo de configuração, os ímãs ficam mais expostos a campos desmagnetizantes. Em nossa topologia, optou-se em utilizar ímãs alojados entre a parte externa e a parte interna do rotor. Com este arranjo, como será verificado no capítulo referente ao circuito magnético equivalente, foi possível criar um caminho magnético específico

produzido pela excitação elétrica e outro caminho para o fluxo produzido pelos ímãs permanentes reduzindo-se as chances de desmagnetização dos mesmos e aumentando a faixa de ajuste da excitação elétrica. A figura 3.5 ilustra a fixação dos ímãs permanentes no referido rotor bem como as polarizações e na figura 3.6 as bobinas de excitação elétrica.

Figura 3.5 – Detalhe do rotor e da polarização dos ímãs permanentes.

Figura 3.6 – Bobinas da excitação elétrica.

A topologia proposta final pode ser visualizada em vista tridimensional na figura 3.7

Figura 3.7 – Vista tridimensional da topologia axial proposta.

Na figura 3.8 podem-se observar com mais detalhes as partes principais da topologia proposta.

Figura 3.8 – Detalhamento da topologia proposta.

- a) Topologia completa. b) Detalhe do enrolamento c.c. c) Sem enrolamento c.c..
d) Detalhe do rotor de ímãs permanentes. e) Enrolamento trifásico da armadura. f) Detalhe da armadura.

3.1.1 DADOS NOMINAIS DA TOPOLOGIA PROPOSTA

Potência Nominal (P_N):	10 [kW]
Tensão de Alimentação (V_1):	440 [V]
Frequência da fonte de alimentação (f):	120 [Hz]
Velocidade (torque constante) (N_S):	600 [rpm]
Velocidade (enfraquecimento de campo) (N_S):	1200 [rpm]
Rendimento (η):	0,9

O valor de rendimento foi determinado a partir do cálculo de perdas no APÊNDICE B deste trabalho.

3.1.2 DADOS DA ARMADURA

Material do estator:	Aço Silício GNO E230
Número de ranhuras da armadura (S_1):	36

3.1.3 DADOS DO ENROLAMENTO DA ARMADURA

Enrolamento:	Não Sobreposto Concentrado
Número de camadas:	1
Número de fases do enrolamento (m_1):	3
Número de páres de pólos (p):	12
Número de bobinas do enrolamento (N_{B_EST}):	36
Número de bobinas por fase (N_B/m_1):	12
Número de ranhuras por pólo e fase (q_1):	1
Número de ranhuras por fase (S_1/m_1):	12

3.1.4 DADOS DO ROTOR

Material do rotor:	Aço Carbono SAE 1020
Ímãs permanentes:	NdFeB-35
Número de páres pólos (p):	12

4.0 ETAPAS DE DESENVOLVIMENTO DO PROJETO

De maneira a facilitar a leitura e o entendimento desta tese, a figura 4.1 sintetiza as etapas de desenvolvimento do projeto.

Figura 4.1 – Fluxograma das etapas de desenvolvimento do trabalho.

4.1 FAIXA DE VELOCIDADE DA MÁQUINA

No projeto de uma máquina axial para operação na região de enfraquecimento de campo, a faixa de velocidade na qual a mesma irá trabalhar deve ser definida previamente, ou seja, a máquina proposta deverá atender a uma condição específica de velocidade.

Em nosso estudo, a máquina deverá fornecer torque constante até a velocidade de 600 rpm. Após esta velocidade, o sistema controlador reduzirá a tensão de alimentação da excitação elétrica, que reduzirá gradualmente o fluxo resultante no entreferro, de forma a elevar a velocidade até o limite de 1200 rpm, sendo que este limite será mantido pelo fluxo mínimo produzido somente pelos ímãs permanentes. Assim a relação de velocidade para a topologia proposta operar na região de enfraquecimento de campo é de 1:2. Esta situação pode ser visualizada na figura 4.2:

Figura 4.2 – Característica torque, potência e faixa de velocidade.

A escolha desta faixa de velocidade tem como finalidade evitar vibrações, uma vez que máquinas de topologia axial possuem maiores riscos comparadas às máquinas radiais. A figura 4.2 ilustra de maneira didática, a relação de torque e faixa de velocidade. Uma análise mais detalhada para a finalidade de tração deve ser levada

em consideração incluindo-se os detalhes do desempenho esperado do veículo, sobrepondo-se estes parâmetros no gráfico acima. Para isto, devem-se utilizar os dados de um veículo como também a inclinação da pista, aceleração e velocidade. Este cálculo foi realizado no APÊNDICE A deste trabalho.

4.2 DENSIDADES DE FLUXO NO ENTREFERRO DA MÁQUINA

Uma vez que a relação de velocidade da máquina é de 1:2, a relação de induções no entreferro da mesma deve ter relação inversa, ou seja, uma relação de 2:1, tendo em vista que o torque é proporcional e a velocidade é inversamente proporcional à indução no entreferro. Neste trabalho, uma indução no entreferro de 0,65 T foi adotada com os dois sistemas de excitação. Na região de enfraquecimento, à 1200 rpm, somente os ímãs permanentes produzem indução no entreferro, portanto uma indução de 0,325 T foi utilizada.

4.3 DIMENSIONAMENTO DA ARMADURA

Antes do projeto do sistema de excitação híbrido, neste capítulo é apresentado o dimensionamento dos discos da armadura, uma vez que o torque e a potência da máquina dependem diretamente das dimensões dos discos. Como ponto de partida para o dimensionamento da armadura da topologia proposta, foi utilizada a equação de torque (MILLER, 1989, LEONARDI, 1998; CHEN, NILSSEN, NYSVEEN, 2010) das máquinas de fluxo axial de lado duplo derivada a partir da expressão de torque diferencial, que pode ser expressa como:

$$dT_d = \sigma \times dS \cdot r \quad (4.1)$$

Na equação (4.1), σ é a tensão tangencial em N/m², dS é o elemento diferencial de área do rotor em m² e r é o raio em m conforme figura 4.3.

Figura 4.3 – Tensão tangencial e detalhes do rotor.

Se o elemento diferencial de área pode ser definido em termos do raio e do arco diferencial, temos:

$$dS = r \, dr \, d\theta \quad (4.2)$$

Substituindo a equação (4.2) em (4.1) o torque diferencial é:

$$dT_d = \sigma \times r^2 \, dr \, d\theta \quad (4.3)$$

Assim o torque desenvolvido se torna:

$$T_d = \int_{R_{IN}}^{R_{OUT}} \int_0^{2\pi} dT_d \rightarrow T_d = \int_{R_{IN}}^{R_{OUT}} \int_0^{2\pi} \sigma \times r^2 \, dr \, d\theta \rightarrow T_d = \sigma \int_{R_{IN}}^{R_{OUT}} r^2 \, dr \int_0^{2\pi} d\theta$$

$$T_d = \sigma \left. \frac{r^3}{3} \right|_{R_{IN}}^{R_{OUT}} \cdot 2\pi \rightarrow T_d = \sigma \cdot 2\pi \cdot \left(\frac{R_{OUT}^3}{3} - \frac{R_{IN}^3}{3} \right) \rightarrow T_d = \sigma \cdot 2\pi \cdot \frac{1}{3} \cdot (R_{OUT}^3 - R_{IN}^3)$$

$$T_d = \sigma \cdot 2\pi \cdot \frac{1}{3} \cdot \left(\left(\frac{D_{OUT}}{2} \right)^3 - \left(\frac{D_{IN}}{2} \right)^3 \right) \rightarrow T_d = 2\pi \cdot \frac{\sigma}{24} \cdot (D_{OUT}^3 - D_{IN}^3) \quad (4.4)$$

Fazendo K_d (GIERAS,2002) uma relação geométrica entre raios e diâmetros

$$Kd = \frac{D_{IN}}{D_{OUT}} \quad (4.5)$$

Temos que

$$D_{IN} = D_{OUT} \cdot Kd \quad (4.6)$$

Substituindo (4.6) em (4.4)

$$T_d = 2\pi \cdot \frac{\sigma}{24} \cdot [D_{OUT}^3 - D_{OUT}^3 \cdot Kd^3]$$

$$T_d = 2\pi \cdot \frac{\sigma}{24} \cdot (1 - Kd^3) \cdot D_{OUT}^3 \text{ [N.m]} \quad (4.7)$$

Como a tensão tangencial σ é o produto ponto a ponto da densidade de fluxo no entreferro B, produzida pelo sistema de excitação e a densidade linear de corrente elétrica A produzida pela armadura, então:

$$\sigma = B \cdot A \quad (4.8)$$

Substituindo (4.8) em (4.7) temos:

$$T_d = \frac{2\pi}{24} \cdot B \cdot A \cdot (1 - Kd^3) \cdot (D_{OUT})^3 \text{ [N.m]} \quad (4.9)$$

Assumindo-se no entreferro, uma distribuição de campo puramente senoidal e, uma distribuição também senoidal da corrente, no enrolamento, resulta, para 1 disco:

$$T_d = \frac{2\pi}{24} \cdot \frac{B_{1MAX} \cdot A_{MAX}}{2} \cdot (1 - Kd^3) \cdot (D_{OUT})^3$$

$$T_d = \frac{\pi}{24} \cdot B_{1MAX} \cdot A_{EF} \cdot \sqrt{2} \cdot (1 - Kd^3) \cdot (D_{OUT})^3$$

$$T_d = \frac{\sqrt{2} \cdot \pi}{24} \cdot B_{1MAX} \cdot A_{EF} \cdot (1 - K_d^3) \cdot (D_{OUT})^3 \text{ [N.m]} \quad (4.10)$$

A figura 4.4 ilustra a dependência do torque desenvolvido em função da densidade linear de corrente e do raio externo do disco da armadura para uma indução máxima no entreferro de 0,65 T.

Figura 4.4 – Influência do raio externo e da densidade linear de corrente no torque da máquina.

Observa-se, na equação (4.10), a relação cúbica do torque em função do diâmetro externo do disco, evidenciando um aspecto favorável numa comparação com as máquinas do tipo radiais no tocante ao torque. A indução média em função do fator de forma α (GIERAS, 2002) para uma distribuição de campo qualquer, resulta:

$$B_{1MÉDIO} = \alpha \cdot B_{1MAX} \quad (4.11)$$

A partir da indução obtida na equação (4.11), calcula-se o fluxo magnético diferencial por pólo:

$$d\Phi_{PÓLO} = B_{1MÉDIO} \cdot dS_P \rightarrow d\Phi_{PÓLO} = \alpha \cdot B_{1MAX} \cdot r \, d\theta \cdot dr \quad (4.12)$$

Onde dS_p é o elemento diferencial de área do pólo. Integrando a equação (4.12), temos:

$$\Phi_{\text{PÓLO}} = \int_{R_{\text{in}}}^{R_{\text{out}}} \int_0^{2\pi/2p} \alpha \cdot B_{1\text{MAX}} \cdot r \, d\theta \cdot dr \quad (4.13)$$

Resolvendo a equação (4.13)

$$\Phi_{\text{PÓLO}} = \alpha \cdot B_{1\text{MAX}} \int_{R_{\text{in}}}^{R_{\text{out}}} r \, dr \int_0^{2\pi/2p} d\theta \rightarrow \Phi_{\text{PÓLO}} = \alpha \cdot B_{1\text{MAX}} \cdot \frac{\pi}{p} \cdot \left(\frac{r^2}{2} \right) \Big|_{R_{\text{in}}}^{R_{\text{out}}}$$

$$\Phi_{\text{PÓLO}} = \alpha \cdot B_{1\text{MAX}} \cdot \frac{\pi}{p} \cdot \left(\frac{R_{\text{OUT}}^2}{2} - \frac{R_{\text{IN}}^2}{2} \right) \rightarrow \Phi_{\text{PÓLO}} = \alpha \cdot B_{1\text{MAX}} \cdot \frac{\pi}{2p} \cdot (R_{\text{OUT}}^2 - R_{\text{IN}}^2)$$

$$\Phi_{\text{PÓLO}} = \alpha \cdot B_{1\text{MAX}} \cdot \frac{\pi}{2p} \cdot \left(\left(\frac{D_{\text{OUT}}}{2} \right)^2 - \left(\frac{D_{\text{IN}}}{2} \right)^2 \right)$$

$$\Phi_{\text{PÓLO}} = \alpha \cdot B_{1\text{MAX}} \cdot \frac{\pi}{2p} \cdot \frac{1}{4} \cdot (D_{\text{OUT}}^2 - D_{\text{IN}}^2)$$

Lembrando que:

$$D_{\text{IN}} = D_{\text{OUT}} \cdot K_d$$

Fazemos:

$$\Phi_{\text{PÓLO}} = \alpha \cdot B_{1\text{MAX}} \cdot \frac{\pi}{2p} \cdot \frac{1}{4} \cdot (D_{\text{OUT}}^2 - D_{\text{OUT}}^2 \cdot K_d^2)$$

$$\Phi_{\text{PÓLO}} = \alpha \cdot B_{1\text{MAX}} \cdot \frac{\pi}{8p} \cdot D_{\text{OUT}}^2 \cdot (1 - K_d^2) \text{ [Wb]} \quad (4.14)$$

O comportamento do fluxo por pólo em função do número de pólos e do diâmetro externo do disco pode ser visualizado na figura 4.5.

Figura 4.5 – Dependência $\Phi_{\text{PÓLO}} = f(D_{\text{out}} [m], p)$.

Os valores nominais da máquina proposta são apresentados a seguir:

Potência total:.....	10 [kW]
Potência em cada lado:.....	5 [kW]
Velocidade (torque constante) (n_s):.....	10 [rps]
Fator de potência adotado ($\cos \varphi$):.....	1
Densidade linear de corrente eficaz adotada (A_{EF}):.....	37000 [A/m]
Indução máxima no entreferro (B_{1MAX}) (MILLER, 1989):.....	0,65 [T]
Fator de enrolamento concentrado (K_{ω_1}) (WANG, KAMPER, 2002):.....	1
Fator de forma (α) (GIERAS, 2002):.....	$2/\pi$
Rendimento estimado (Apêndice B):.....	0,9

A partir dos dados especificados, o torque eletromagnético bruto se torna:

$$T_d = \frac{P_N}{\eta \cdot 2 \cdot \pi \cdot n_s} \rightarrow T_d = \frac{10000}{0,9 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10} \rightarrow T_d = 176,84 \text{ [N.m]} \quad (4.15)$$

O diâmetro interno da armadura foi calculado de maneira a igualar os comprimentos da armadura e do pólo do rotor, desta maneira temos que o diâmetro vale 0,244 metros. Portanto, utilizando-se a equação (4.5), a relação geométrica K_d resulta em:

$$K_d = \frac{0,244}{0,325} \rightarrow K_d = 0,75$$

Assim o diâmetro externo do motor, a partir da equação (4.10), considerando-se que cada disco contribui com a metade do torque total, pode ser determinado através da equação (4.16), ou seja:

$$D_{OUT} = \sqrt[3]{\frac{T_{d/LADO} \cdot 24}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot B_{1MAX} \cdot A_{EF} \cdot (1 - K_d^3)}} \quad (4.16)$$

$$D_{OUT} = \sqrt[3]{\frac{176,84/2 \cdot 24}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot 0,65 \cdot 37000 \cdot (1 - 0,75^3)}} \rightarrow D_{OUT} = 0,325 \text{ [m]}$$

A partir da potência mecânica, o torque líquido no eixo para uma rotação nominal de 600 rpm será:

$$T_{MEC} = \frac{10000}{600 \cdot \frac{2\pi}{60}} \rightarrow T_{MEC} = 159,15 \text{ [N.m]} \quad (4.17)$$

Com base no torque líquido desenvolvido (na região de torque constante), as curvas de torque-velocidade e de potência-velocidade, podem ser visualizadas nas figuras 4.6 e 4.7 respectivamente.

Figura 4.6 – Comportamento do torque líquido no eixo nas regiões de torque e potência constante.

Figura 4.7 – Comportamento da potência nas regiões de torque e potência constante.

As máquinas de fluxo axial, de forma geral, são projetadas para atingir velocidades menores comparadas às máquinas radiais convencionais; sendo assim, um elevado número de pólos se faz necessário. No tocante à frequência, é necessário também limitá-la de maneira a evitar elevadas perdas no aço elétrico; no nosso caso, ela é limitada em 120 Hz. Uma das maneiras de se evitar elevadas perdas é utilizar, no início do projeto da máquina, um nível baixo de indução no entreferro, garantindo assim que as perdas no ferro sejam mantidas numa faixa aceitável, compensando a elevação da frequência. Neste trabalho, a máquina irá desenvolver 600 rpm em seu

ponto nominal de trabalho e, desta forma, a relação entre a frequência de alimentação e o número de pares de pólos deve ser de 10 vezes, ou seja:

$$N_s = \frac{(f \cdot 60)}{p} \rightarrow 600 = \frac{(f \cdot 60)}{p} \rightarrow 10 = \frac{f}{p} \quad (4.18)$$

Onde N_s é a rotação síncrona em rpm e f é a frequência nominal em Hz. Assim o número de pares de pólos pode ser calculado por:

$$p = (f \cdot 60) / N_s = (120 \cdot 60) / 600 = 12 \text{ [pares de pólos]} \quad (4.19)$$

Assim, com base na equação (4.14) o fluxo por pólo produzido se torna:

$$\Phi_{\text{PÓLO}} = 0,637 \cdot 0,65 \cdot \frac{\pi}{8 \cdot 12} \cdot (0,325)^2 \cdot [1 - (0,75)^2] \quad (4.20)$$

$$\Phi_{\text{PÓLO}} = 0,626 \cdot 10^{-3} \text{ [Wb]}$$

Uma vez que a topologia é composta de um estator externo duplo, os enrolamentos de ambos os lados são conectados em Y (estrela) série, considerando-se uma tensão de linha de 440 Volts, o número de espiras do estator por fase por lado, pode ser determinado pela equação (4.21), ou seja:

$$N_{1F_LADO} = \frac{(V_1 / 2\sqrt{3})}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot f \cdot K_{w1} \cdot \Phi_{\text{PÓLO}}} \quad (4.21)$$

$$N_{1F_LADO} = \frac{(440 / 2\sqrt{3})}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot 120 \cdot 1 \cdot 0,626 \cdot 10^{-3}}$$

$$N_{1F_LADO} = 380 \text{ espiras}$$

Por sua vez, a corrente elétrica da armadura pode ser calculada pela equação (4.22), ou seja:

$$I_A = \frac{P_N}{m_1 \cdot (V_1 / \sqrt{3}) \cdot \cos \varphi \cdot \eta} \rightarrow I_A = \frac{10000}{3 \cdot (440 / \sqrt{3}) \cdot 1 \cdot 0,9} \quad (4.22)$$

$$I_A = 14,5 \text{ [A]}$$

4.3.1 DADOS NOMINAIS

Potência (P_N):.....10 [kW]
 Torque eletromagnético:.....176,84 [N.m]
 Torque líquido no eixo:.....159,15 [N.m]
 Corrente:.....14,5 [A]

4.3.2 DADOS DA ARMADURA

Material da armadura:.....Aço Silício GNO E230
 Diâmetro externo do disco (D_{OUT}):.....0,325 [m]
 Diâmetro interno do disco (D_{IN}):.....0,244 [m]
 Diâmetro médio do estator (D_{MED}):.....0,2845 [m]
 Número de ranhuras da armadura (S_1):.....36

4.3.3 DADOS DO ENROLAMENTO DA ARMADURA

Enrolamento:.....	concentrado (não sobreposto)
Número de camadas:.....	1
Número de fases do enrolamento (m_1):.....	3
Número de pares de pólos (p):.....	12
Número de bobinas do enrolamento (N_{B_EST}):.....	36
Número de bobinas por fase (N_B/m_1):.....	12
Número de ranhuras por pólo e fase (q_1):.....	1
Número de ranhuras por fase (S_1/m_1):.....	12
Número de espiras por fase por lado (N_{1F_LADO}):.....	384 [esp]*
Número de espiras por bobina (N_{ESP_BOB}):.....	32 [esp]
Número de caminhos paralelos (a_W):.....	1
Número de condutores por ranhura (N_C):.....	32 [cond]
Densidade de corrente (J):.....	5 [A/mm ²]
Bitola do fio:.....	4 x 18 [AWG]
Secção transversal do fio (S_{FIO}):.....	4 x 0,82 [mm ²]
Resistência elétrica por fase por estator (R_1):.....	0,355 [Ω]

* valor real considerando a aproximação para q inteiro, mais próximo de 380 espiras.

5.0 CARACTERIZAÇÃO DO CIRCUITO MAGNÉTICO

Neste capítulo, com intuito de dimensionar as partes principais da máquina e verificar possíveis níveis de saturação, foram calculadas as relutâncias, os fluxos, as induções, as intensidades de campo e as forças magnetomotrizes a partir dos respectivos circuitos magnéticos equivalentes pertinentes às duas condições de funcionamento. Como ponto de partida, foram adotados 0,65 T nos entreferros centrais de números 2 e 3 (chamados aqui de entreferros principais) com ambos os sistemas de excitação (elétrica+ímãs), em seu ponto nominal de trabalho, e 0,325 T, também nos entreferros 2 e 3, com a excitação elétrica desenergizada, respectivamente. As induções nos entreferros externos 1 e 4 (entreferros auxiliares) foram calculadas através do fluxo magnético nestes mesmos trechos. A figura 5.1 representa e caracteriza o circuito equivalente completo do sistema de excitação híbrido e, nas figuras 5.2 e 5.3, de maneira mais detalhada, os caminhos de fluxo estabelecidos pelo enrolamento de excitação elétrica e pelos ímãs permanentes, respectivamente.

Figura 5.1 – Circuito equivalente completo do sistema de excitação híbrido.

Figura 5.2 – Detalhe das linhas de fluxo produzido pela excitação elétrica.

Figura 5.3 – Detalhe das linhas de fluxo produzido pela excitação a ímãs permanentes.

5.1 RELUTÂNCIAS DOS TRECHOS

A partir dos caminhos de fluxo magnético, é possível determinar as relutâncias magnéticas para os dois sistemas de excitação. Em termos gerais, a força magnetomotriz total, necessária para a excitação da máquina, pode ser calculada em função do produto entre o somatório das relutâncias magnéticas em cada trecho e do fluxo total do circuito magnético ou pelo somatório do produto das intensidades de campo magnético e os respectivos comprimentos médios dos trechos, ou seja:

$$F_{TOTAL} = \left(\sum R_{TRECHO} \right) \cdot \Phi_{TOTAL} = \left(\sum H_{TRECHO} \cdot L_{MÉDIO_TRECHO} \right) \quad (5.1)$$

A figura 5.4 apresenta o circuito magnético estabelecido pela excitação elétrica.

Figura 5.4 – Circuito magnético equivalente devido ao fluxo produzido pela bobina de excitação elétrica.

Referindo-se à figura 5.4, o circuito magnético estabelecido pela excitação elétrica, permite reescrevermos a equação (5.1) como:

$$F_{EXC_ELET} = \left(\sum R_{TRECHO} \right) \cdot \Phi_{EXC_ELETR} \quad (5.2)$$

Utilizando as referidas relutâncias parciais de cada trecho do modelo, temos que a força magnetomotriz produzida pela bobina de excitação elétrica da equação (5.2), se torna:

$$F_{\text{EXC_ELET}} = \left[R_g + R_{\text{ESTATOR}} + R_{\text{ROTOR}} + R_{\text{TAMPA}} \right] \cdot \Phi_{\text{EXC_ELET}} \quad (5.3)$$

No entreferro, devido às diferentes áreas, a relutância magnética, na verdade é o somatório de quatro relutâncias diferentes, ou seja, R_{g1} , R_{g2} , R_{g3} e R_{g4} , onde:

$$R_{g1} = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot S_{g1}} \quad (5.4)$$

$$R_{g2} = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot S_{g2}} \quad (5.5)$$

$$R_{g3} = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot S_{g3}} \quad (5.6)$$

$$R_{g4} = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot S_{g4}} \quad (5.7)$$

No estator, observam-se duas relutâncias magnéticas: nos dentes e na coroa estatórica. Assim, no dente do estator, a relutância magnética pode ser calculada como:

$$R_{\text{DENTE_EST}} = 2 \left(\frac{l_{\text{MÉDIO_DENTE_EST}}}{\mu_{\text{DENTE_EST}} \cdot S_{\text{DENTE_EST}}} \right) \quad (5.8)$$

E na coroa do estator respectivamente, temos:

$$R_{\text{COROA_EST}} = \frac{l_{\text{MÉDIO_COROA_EST}}}{\mu_{\text{COROA_EST}} \cdot S_{\text{COROA_EST}}} \quad (5.9)$$

No rotor da máquina, observamos três áreas distintas, que são a coroa interna, a coroa externa e o pólo da máquina. A relutância magnética da coroa interna pode ser determinada por:

$$R_{\text{COROA_INT}} = \frac{\ell_{\text{MÉDIO_COROA_INT}}}{\mu_{\text{ROTOR}} \cdot S_{\text{COROA_INT}}} \quad (5.10)$$

E a relutância da coroa externa será:

$$R_{\text{COROA_EXT}} = \frac{\ell_{\text{MÉDIO_COROA_EXT}}}{\mu_{\text{ROTOR}} \cdot S_{\text{COROA_EXT}}} \quad (5.11)$$

No pólo, a relutância magnética média, considerando a parte interna e externa do rotor, pode ser calculada como:

$$R_{\text{PÓLO}} = 2 \left(\frac{\ell_{\text{MÉDIO_PÓLO}}}{\mu_{\text{ROTOR}} \cdot S_{\text{MÉDIA_PÓLO}}} \right) \quad (5.12)$$

E a relutância magnética através da equação (5.13):

$$R_{\text{TAMPA}} = \frac{\ell_{\text{MÉDIO_TAMPA}}}{\mu_{\text{TAMPA}} \cdot S_{\text{TAMPA}}} \quad (5.13)$$

Figura 5.5 – Circuito magnético equivalente devido ao fluxo produzido pelos ímãs permanentes.

Com base na figura 5.5, considerando apenas a excitação dos ímãs permanentes, temos:

$$F_{PM} = \left[\left(\sum R_{TRECHO} \right) \cdot \Phi_{TOTAL} / 2 \right] \quad (5.14)$$

Substituindo-se os valores em cada trecho do circuito magnético percorrido pelo fluxo produzido pelos ímãs, se torna:

$$F_{PM} = \left[R_{g2} + R_{g3} + R_{ESTATOR} + R_{ROTOR} \right] \cdot \Phi_{PM} \quad (5.15)$$

No rotor, mais especificamente nos pólos, temos uma área limitada devido à presença dos ímãs permanentes. Vale lembrar que nesta região específica, temos a passagem de fluxo magnético produzido pelos dois estatores. A figura 5.6 ilustra o caminho de fluxo na área crítica do rotor da máquina em corte.

Figura 5.6 – Detalhe do pólo completo e em corte na área crítica do rotor.

5.2 DETERMINAÇÃO DO FLUXO POR PÓLO

O fluxo por pólo que atravessará o rotor é calculado a partir da área e da indução desejada no entreferro principal. A área do pólo se torna (figura 5.7):

$$S_P = \frac{(L_{\text{PÓLO}} + \ell_{\text{PÓLO}}) \cdot h_{\text{PÓLO}}}{2} \quad (5.16)$$

Portanto, o fluxo por pólo será:

$$\Phi_{\text{PÓLO}} = B_g \cdot S_P \quad (5.17)$$

Figura 5.7 – Detalhe do pólo da máquina.

5.3 TRECHO DA ARMADURA

Na armadura, a indução nos dentes (figura 5.8) pode ser calculada através da equação (5.18):

Figura 5.8 – Detalhe e dimensões do dente do estator.

$$B_{\text{DENTE_EST}} = \frac{\Phi_{\text{PÓLO}}}{((B + b) / 2) \cdot h \cdot (N_{\text{RANHURAS}} / 2p) \cdot K_F \cdot K_{\text{EMP}}} \quad (5.18)$$

Na equação (5.18), K_{EMP} é o fator de empilhamento considerado aqui 0,95 e K_F é o fator de forma de valor 0,85. A intensidade de campo magnético nos dentes dos estator se torna:

$$H_{DENTE_EST} = B_{DENTE_EST} \cdot \mu_{DENTE_EST} \quad (5.19)$$

A permeabilidade do material da armadura na equação (5.19) é obtida a partir da curva de magnetização na figura 5.14. Assim, a força magnetomotriz nos dentes do estator será:

$$F_{DENTE_EST} = H_{DENTE_EST} \cdot L_{MÉDIO_DENTE_EST} \quad (5.20)$$

Ainda na armadura, a indução na coroa (figura 5.9) pode se obtida pela equação (5.21):

Figura 5.9 – Detalhe e dimensões da coroa do estator.

$$B_{COROA_EST} = \frac{\Phi_{PÓLO} / 2}{h \cdot Prof_coroa \cdot K_{EMP}} \quad (5.21)$$

A intensidade de campo, na coroa por sua vez, obtida a partir da curva de magnetização, será:

$$H_{COROA_EST} = B_{COROA_EST} \cdot \mu_{COROA_EST} \quad (5.22)$$

E a força magnetomotriz na coroa respectivamente pode ser calculada por:

$$F_{COROA_EST} = H_{COROA_EST} \cdot L_{MÉDIO_COROA_EST} \quad (5.23)$$

5.4 TRECHO DO ENTREFERRO PRINCIPAL

No entreferro principal a força magnetomotriz pode ser calculada como:

$$F_g = \frac{B_g}{\mu_0} \cdot l_g \cdot K_g \quad (5.24)$$

Na equação (5.24), K_g é o coeficiente de Carter calculado por (LIWSCHITZ,1963):

$$K_g = \frac{\tau_s}{\tau_s - \left(\frac{\left(\frac{S}{l_g} \right)}{5 + \left(\frac{S}{l_g} \right)} \right) \cdot 1,2} \quad (5.25)$$

A relutância de dispersão de entreferro pode ser determinada pela associação paralela das relutâncias dos trechos A e B, conforme figura 5.10, assim temos:

Figura 5.10 – a) Detalhe dos caminhos de dispersão. b) Passo e abertura da ranhura.

$$R_{DISP} = R_A // R_B \quad (5.26)$$

E o fluxo de dispersão pode ser obtido como

$$\Phi_{DISP} = \frac{2 \cdot F_g}{R_{DISP}} \quad (5.27)$$

5.5 TRECHO DO ROTOR

A figura 5.11 ilustra o rotor da topologia, que é composto por parte externa e interna.

Figura 5.11 – Detalhe dos pólos do rotor.

O fluxo básico, no pólo 1 é calculado através dos fluxos por pólo e dispersão, ou seja:

$$\Phi_{B1} = (2 \cdot \Phi_{PÓLO}) + \Phi_{DISP} \quad (5.28)$$

A indução por sua vez pode ser determinada por

$$B_{B1} = \frac{\Phi_{B1}}{S_{PÓLO1}} \quad (5.29)$$

Pela curva de magnetização, a intensidade de campo se torna:

$$H_{B1} = B_{B1} \cdot \mu_{ROTOR} \quad (5.30)$$

E a força magnetomotriz respectivamente:

$$F_{B1} = H_{B1} \cdot L_{B1} \quad (5.31)$$

Tendo em vista que o fluxo básico da parte interna é o mesmo da parte externa, verificamos as mesmas equações considerando o sub-índice 2 para a parte externa respectivamente, ou seja, a indução:

$$B_{B2} = \frac{\Phi_{B1}}{S_{PÓLO2}} \quad (5.32)$$

A intensidade de campo

$$H_{B2} = B_{B2} \cdot \mu_{ROTOR} \quad (5.33)$$

E a força magnetomotriz

$$F_{B2} = H_{B2} \cdot L_{B2} \quad (5.34)$$

Figura 5.12 – Detalhe da coroa interna e externa do rotor.

Na coroa interna do rotor (figura 5.12), o fluxo pode ser calculado por

$$\Phi_{COROA_INT} = \Phi_{PÓLO} \cdot K_{DISP} \cdot (2p / 2) \quad (5.35)$$

Onde K_{DISP} é o fator de dispersão adotado como 1.15.

Figura 5.13 – Detalhe das dimensões do rotor.

Assim, a indução na coroa interna do rotor (figura 5.12) pode ser determinada por

$$B_{COROA_INT} = \frac{\Phi_{COROA_INT}}{\pi \cdot ((R_MAIOR_INT)^2 - (R_MENOR_INT)^2)} \quad (5.36)$$

Na coroa interna do rotor, a intensidade de campo magnético se torna:

$$H_{\text{COROA_INT}} = B_{\text{COROA_INT}} \cdot \mu_{\text{COROA_INT}} \quad (5.37)$$

A permeabilidade do material do rotor na equação (5.37) é obtida a partir da curva de magnetização na figura 5.14. Assim, a força magnetomotriz na coroa interna do rotor será:

$$F_{\text{COROA_INT}} = H_{\text{COROA_INT}} \cdot \ell_{\text{MÉDIO_COROA_INT}} \quad (5.38)$$

De maneira similar, a densidade de fluxo na coroa externa (figura 5.12) pode ser calculada como:

$$B_{\text{COROA_EXT}} = \frac{\Phi_{\text{COROA_EXT}}}{\pi \cdot ((R_{\text{MAIOR_EXT}})^2 - (R_{\text{MENOR_EXT}})^2)} \quad (5.39)$$

Da mesma maneira, na coroa externa do rotor, a intensidade de campo magnético se torna:

$$H_{\text{COROA_EXT}} = B_{\text{COROA_EXT}} \cdot \mu_{\text{COROA_EXT}} \quad (5.40)$$

Assim como, a força magnetomotriz na coroa externa do rotor será:

$$F_{\text{COROA_EXT}} = H_{\text{COROA_EXT}} \cdot \ell_{\text{MÉDIO_COROA_EXT}} \quad (5.41)$$

O fluxo total é obtido em função do fluxo básico e pelo número de páres de pólos da máquina, ou seja:

$$\Phi_T = \Phi_{B1} \cdot p \quad (5.42)$$

5.6 TRECHO DO ENTREFERRO AUXILIAR

No entreferro auxiliar, a indução pode ser obtida pela equação (5.43):

$$B_{g_aux} = \frac{\Phi_T}{S_{g_aux}} \quad (5.43)$$

E a força magnetomotriz

$$F_{g_aux} = \frac{B_{g_aux}}{\mu_0} \cdot \ell_g \quad (5.44)$$

5.7 TRECHO DA TAMPA

A densidade de fluxo na tampa se torna:

$$B_{TAMPA} = \frac{\Phi_{COROA_INT}}{S_{TAMPA}} \quad (5.45)$$

A intensidade de campo magnético calcula-se por:

$$H_{TAMPA} = B_{TAMPA} \cdot \mu_{TAMPA} \quad (5.46)$$

E a força magnetomotriz, a partir da curva de magnetização será:

$$F_{TAMPA} = H_{TAMPA} \cdot \ell_{TAMPA} \quad (5.47)$$

A curva de magnetização dos materiais utilizados pode ser visualizada na figura 5.14

Figura 5.14 – Curva de magnetização dos materiais utilizados.

5.8 DETALHAMENTO DO PÓLO INTERNO

A distribuição de fluxo no pólo interno pode ser estimada analiticamente através da figura 5.15:

Figura 5.15 – Detalhamento da distribuição de fluxo básico no pólo interno.

Referindo-se a figura 5.15, no pólo interno, de forma mais detalhada, temos os resultados obtidos das induções e das forças magnetomotrizes, conforme a tabela 5.1 e, no restante da topologia conforme a tabela 5.2.

Tabela 5.1 – Induções e força magnetomotriz no pólo interno.

Trecho	B [T]	H [A.esp/cm]	Compr. [cm]	F _{exc_eletr} [A.esp]	φ [Wb]
Pólo1 (a)	0,570	3,100	1,000	3,100	0,00109 * 0,21B1
Pólo1 (b)	1,100	6,200	1,000	6,200	0,00109 * 0,45B1
Pólo1 (c)	1,560	23,200	1,000	23,200	0,00109 * 0,71B1
Pólo1 (d)	2,000	209,600	1,000	209,600	0,00109000
Total				242,100	

Tabela 5.2 – Resultados – circuito magnético – excitação elétrica.

Trecho	B [T]	H [A.esp/cm]	Compr. [cm]	F _{PM} [A.esp]	φ [Wb]
Pólo1 (B1)	2,000	209,600	1,153	242,000	0,00109000
Pólo2 (B2)	1,570	24,000	4,000	96,000	0,00109000
Dente_est	0,630	1,000	1,100	1,100	0,00039000
Coroa_est	0,510	0,890	1,600	1,424	0,00019500
Entreferro auxiliar (L _{AUX})	0,253	2015,697	0,006	240,000	0,00655000
Entreferro principal (L _{G2})	0,325	2586,268	0,006	496,500	0,00039650
Entreferro principal (L _{G3})	0,325	2586,268	0,006	496,500	0,00039650
Entreferro auxiliar (L _{AUX})	0,253	2015,697	0,006	240,000	0,00655000
Coroa_int (rotor)	0,200	1,800	0,270	0,486	0,00655000
Coroa_ext (rotor)	0,140	1,550	0,270	0,419	0,00655000
Tampa	0,840	4,400	8,000	35,200	0,00655000

5.9 CONCLUSÕES SOBRE O CÁLCULO DAS INDUÇÕES

O propósito deste capítulo foi de realizar o cálculo das induções nas partes principais da topologia proposta. Estas induções foram calculadas primeiramente considerando-se apenas o sistema de excitação elétrica, produzindo fluxo de excitação de maneira a garantir uma indução no entreferro de 0,325 T. Neste caso, para que a máquina possa garantir seu funcionamento em condições nominais e na região de enfraquecimento de campo, devem ser evitados níveis elevados de indução, próximos ou acima no nível de saturação no circuito magnético, o que comprometeria o controle da máquina nestas regiões. Conhecendo-se os materiais que são utilizados e variando-se as áreas do circuito magnético, alcançaram-se níveis abaixo do ponto de saturação do material ferromagnético, na maioria dos trechos. Foram observados, nas áreas do pólos do rotor, que são as áreas mais críticas da máquina, valores menores, ainda que próximos do nível de saturação.

5.10 DIMENSIONAMENTO DA EXCITAÇÃO ELÉTRICA

A figura 3.8 ilustra a armadura e o enrolamento de excitação de corrente contínua da topologia proposta. A fonte de alimentação de corrente contínua fornecerá um valor de tensão até 100 V e será ajustável. Este valor de tensão é usado exclusivamente para o cálculo do número de espiras do enrolamento de excitação (YABIKU, 2003), não sendo necessariamente o valor de tensão final para alimentação da bobina.

Desta maneira, o número de espiras do enrolamento de excitação pode ser obtido pela equação (5.48)

$$N_{\text{EXC_ELET}} = \frac{V_{\text{EXC}}}{\rho_{\text{COBRE}} \cdot L_{\text{MEDIO_EXC}} \cdot J_{\text{EXC}}} \text{ [esp]} \quad (5.48)$$

onde:

$N_{\text{EXC_ELET}}$ → número de espiras do enrolamento da excitação elétrica.

ρ_{COBRE} → resistividade elétrica do cobre (foi adotado 80°C).

$L_{\text{MEDIO_EXC}}$ → comprimento médio da espira do enrolamento de excitação em [m].

J_{EXC} → densidade de corrente em [A/m²].

Para uma produção equilibrada de fluxo magnético, garantiu-se neste caso, que ambas as bobinas de excitação (interna e externa) produzissem a mesma força magnetomotriz, conectando-se as mesmas em série.

Assim, a tabela 5.3 é a mesma da tabela 5.2, acrescido da força magnetomotriz total produzida pela bobina de excitação para garantir uma indução de 0,325 T no entreferro principal da topologia, conforme circuito magnético da figura 5.3.

Tabela 5.3 – Força magnetomotriz da excitação elétrica.

Trecho	B [T]	H [A.esp/cm]	Compr. [cm]	$F_{\text{exc_eletr}}$ [A.esp]	ϕ [Wb]
Pólo1 (B1)	2,000	209,600	1,153	242,000	0,00109000
Pólo2 (B2)	1,570	24,000	4,000	96,000	0,00109000
Dente_est	0,630	1,000	1,100	1,100	0,00039000
Coroa_est	0,510	0,890	1,600	1,424	0,00019500
Entreferro auxiliar (L_{AUX})	0,253	2015,697	0,006	240,000	0,00655000
Entreferro principal (L_{G2})	0,325	2586,268	0,006	496,500	0,00039650
Entreferro principal (L_{G3})	0,325	2586,268	0,006	496,500	0,00039650
Entreferro auxiliar (L_{AUX})	0,253	2015,697	0,006	240,000	0,00655000
Coroa_int (rotor)	0,200	1,800	0,270	0,486	0,00655000
Coroa_ext (rotor)	0,140	1,550	0,270	0,419	0,00655000
Tampa	0,840	4,400	8,000	35,200	0,00655000
Total				1849,630	

A conexão das bobinas pode ser visualizada na figura 5.16

Figura 5.16 – Conexão dos enrolamentos da excitação elétrica.

Com base na figura 5.16, a corrente de excitação pode ser calculada como:

$$I_{EXC} = \frac{F_{EXC_ELET}}{N_{EXC_ELET}} \quad (5.49)$$

Assim a tensão de excitação pode ser determinada por

$$V_{EXC} = (R_{EXC_EXT} + R_{EXC_INT}) \cdot \frac{F_{EXC_ELET}}{N_{EXC_ELET}} \quad (5.50)$$

E a potência de excitação obtida pela equação (5.51)

$$P_{EXC} = [(R_{EXC_EXT} + R_{EXC_INT}) \cdot I_{EXC}^2] \cdot 2 \quad (5.51)$$

Os dados das bobinas de excitação externa e interna são fornecidos a seguir:

Dados gerais

Força Magnetomotriz Total – 2 Lados:	1850 [A.esp]
Força Magnetomotriz Total – 1 Lado ($F_{\text{EXC_ELET}})$:	925 [A.esp]
Número de espiras do enrolamento de excitação ($N_{\text{EXC_ELET_EXT}}$):	240 [esp]
Número de espiras do enrolamento de excitação ($N_{\text{EXC_ELET_INT}}$):	240 [esp]
Corrente de excitação (I_{EXC}):	3,85 [A]
Bitola do Fio:	20 [AWG]
Secção transversal do Fio (S_{FIO}):	0,52 [mm ²]
Densidade de corrente (J_{FIO}):	7,4 [A/mm ²]
Comprimento médio da bobina ($L_{\text{MEDIO_EXC_EXT}}$):	$1087 \cdot 10^{-3}$ [m]
Resistência elétrica ($R_{\text{EXC_EXT}}$):	8,63 [Ω]
Comprimento médio da bobina ($L_{\text{MEDIO_EXC_INT}}$):	$706,85 \cdot 10^{-3}$ [m]
Resistência elétrica ($R_{\text{EXC_INT}}$):	5,64 [Ω]
Tensão de excitação – 2 Lados: (V_{EXC}):	109,6 [V]
Potência de excitação - frio (P_{EXC}):	422 [W]*
Potência de excitação - quente (P_{EXC}):	570 [W]*

* temperaturas de 20° C e 50° C respectivamente.

As figuras 5.17 a, b e c ilustram o comportamento do torque, da potência e das tensões de armadura e de excitação nas duas regiões de trabalho.

(a)

(b)

(c)

Figura 5.17 – Grandezas nas regiões de torque e potência constante.
a) Torque líquido. (b) Potência. c) Corrente.

5.11 CONCLUSÕES SOBRE A EXCITAÇÃO ELÉTRICA

A função principal do enrolamento de excitação elétrica é a de produzir uma indução magnética no entreferro de aproximadamente 0,325 T em condições nominais de operação, que somada à indução produzida pelos ímãs permanentes, resultará numa indução de 0,65 T. Assim, para garantir uma produção de fluxo magnético equilibrada, como via de regra, tendo em vista os diferentes tamanhos (bobina interna e bobina externa), a força magnetomotriz produzida pelas duas bobinas foi a mesma, conforme o valor indicado na página anterior, no item “dados gerais do enrolamento de excitação”.

5.12 DIMENSIONAMENTO DA EXCITAÇÃO COM ÍMÃS

Conforme dito anteriormente, para que a topologia proposta possibilite a operação na região de enfraquecimento de campo, uma indução de 0,325 T no entreferro, produzida somente pelos ímãs permanentes, deve ser obtida. Este valor deveria ser garantido especificamente para a velocidade de 1200 rpm e esta necessidade é um dos principais desafios neste tipo de projeto, principalmente pela quantidade de parâmetros envolvidos para obtenção de um valor específico de indução no entreferro. Neste estudo, fixaram-se o comprimento de entreferro, o comprimento do ímã, como também a profundidade do rotor, que é a mesma profundidade do ímã. Portanto, uma vez definidas estas variáveis, a área do ímã pode ser estimada. Lembrando que os ímãs permanentes são caracterizados pela sua curva de desmagnetização, representada pela figura 5.18.

Figura 5.18 – Curva de desmagnetização e pontos de operação.

No Apêndice C deste trabalho realiza-se um resumo comparativo dos principais ímãs permanentes encontrados no mercado. Neste projeto, devido ao seu bom desempenho, foram utilizados ímãs permanentes de neodímio-ferro-boro sinterizado de formato retangular, comumente comercializados, e suas principais características são apresentadas a seguir, juntamente com o comprimento do entreferro:

Tipo:.....NdFeB-35
 Densidade de Fluxo Residual 20 °C ($B_{r(20)}$):.....1,21 [T]
 Intensidade de Campo Coercitivo 20 °C ($H_{c(20)}$):.....915,17 k [A/m]
 Densidade de Energia Máxima ($BH_{(MAX)}$):.....42 M [GOe]
 Comprimento do ímã (L_{PM}):.....0,0072 [m]
 Profundidade do ímã (P_{PM}):.....0,0150 [m]
 Comprimento de entreferro ($2 \times L_g$):.....0,0024 [m]

Tendo em vista que a densidade de fluxo no entreferro deve ser calculada a partir da curva de operação do ímã, primeiramente determina-se o valor da permeabilidade relativa (SLEMON,1992) em cima da curva de operação, ou seja:

$$\mu_r = \frac{B_r}{H_c} \cdot \frac{1}{\mu_0} \rightarrow \mu_r = \frac{1,21}{915,17 \text{ K}} \cdot \frac{1}{\mu_0} \quad (5.52)$$

$$\mu_r = 1,052$$

Na equação (5.52) temos:

$B_r \rightarrow$ Densidade de fluxo remanente, em Tesla

$H_c \rightarrow$ Intensidade de campo magnético coercitivo, em k A/m.

Assim, para uma indução de 0,325 T no entreferro principal, a área do ímã permanente pode ser estimada pela equação (5.53) (SLEMON,1992):

$$B_g = \frac{B_r}{\frac{S_g}{S_{PM}} + \mu_r \frac{L_g}{L_{PM}}} \rightarrow 0,325 = \frac{1,21}{\frac{2440,06}{S_{PM}} + 1,052 \frac{2,4}{7,2}} \quad (5.53)$$

$$S_{PM} = 723,53 \text{ [mm}^2\text{]}$$

Onde na equação (5.53) tem-se:

$S_g \rightarrow$ Área do entreferro, em mm^2 .

$S_{PM} \rightarrow$ Área do ímã permanente, em mm^2 .

$L_g \rightarrow$ Comprimento de entreferro, em mm.

$L_{PM} \rightarrow$ Comprimento do ímã permanente, em mm

Portanto, a largura do ímã permanente passa a ser de:

$$\text{Larg}_{PM} = \frac{S_{PM}}{P_{PM}} = \frac{723,53}{15} \rightarrow \text{Larg}_{PM} = 48,23 \text{ [mm]} \quad (5.54)$$

Largura do ímã (Larg_{PM}):.....0,0482 [m]

Desta maneira, com base nas áreas do ímã, do entreferro e através da indução desejada, a indução do ímã, no ponto de operação se torna:

$$B_{OP} = B_g \cdot \frac{S_g}{S_{PM}} \rightarrow B_{OP} = 0,325 \cdot \frac{2440,06}{723,53} \quad (5.55)$$

$$B_{OP} = 1,096 \text{ [T]}$$

Considerando a operação do ímã no ponto máximo de energia, a intensidade de campo magnético coercitivo no ponto de operação é:

Intensidade de campo magnético coercitivo de operação (H_{OP}):.....304,95 k[A/m]

5.13.1 CONCLUSÕES SOBRE A EXCITAÇÃO COM ÍMÃS

O dimensionamento do sistema de excitação com ímãs permanentes consiste basicamente na adoção ou escolha das dimensões dos ímãs para obtenção de uma determinada indução na região do entreferro. No estudo da topologia, as dimensões do pólo do rotor foram privilegiadas, de maneira a evitar saturação magnética.

No cálculo da largura do ímã, o valor obtido foi de aproximadamente 48,23 mm, no entanto o tamanho do pólo rotor é limitado em 40 mm. Assim, as dimensões foram escolhidas com base no espaço disponível entre as peças interna e externa do rotor.

Comprimento do ímã (L_{PM}):.....0,0072 [m]
Profundidade do ímã (P_{PM}):.....0,0150 [m]
Largura do ímã ($Larg_{PM}$):.....0,0400 [m]
Comprimento do entreferro ($2 \times L_g$):.....0,0024 [m]

Figura 5.19 – Detalhe das dimensões do ímã permanente.

Então, a indução no entreferro aproximada com base nas dimensões acima, pode ser determinada pela equação (5.53):

$$B_g = \frac{B_R}{\frac{S_g}{S_{PM}} + \mu_r \frac{L_g}{L_{PM}}} \rightarrow B_g = \frac{1,21}{\frac{2440,06}{600} + 1,052 \frac{2,4}{7,2}}$$

$$B_g = 0,274 \text{ [T]}$$

Desta maneira, conclui-se que a indução alcançada é inferior ao valor necessário de 0,325 T que possibilitaria a elevação da velocidade até 1200 rpm e, conseqüentemente, devido ao menor valor de indução no entreferro, a velocidade obtida na região de enfraquecimento de campo será maior. Da mesma maneira que o procedimento para o cálculo da excitação elétrica, as grandezas do circuito equivalente para o sistema de excitação de ímãs permanentes foram calculadas através das equações (5.1) até (5.47), adotando-se uma indução no entreferro de 0,274 T, com base no circuito magnético equivalente da figura 5.5. Os resultados podem ser observados na tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Resultados – circuito magnético - excitação ímãs permanentes

Trecho	B [T]	H [A.esp/cm]	Compr. [cm]	F _{PM} [A.esp]	φ [Wb]
Pólo1 (B1)	1,700	40,000	1,153	46,134	0,00092680
Pólo2 (B2)	1,330	2,650	4,000	10,600	0,00092680
Dente_est	0,690	3,600	1,100	3,960	0,00033420
Coroa_est	0,433	2,600	1,600	1,424	0,00016710
Entreferro auxiliar (L _{AUX})	0,079	628,662	0,006	120,700	0,00204200
Entreferro principal (L _{G2})	0,274	2180,423	0,006	496,500	0,00033420
Entreferro principal (L _{G3})	0,274	2180,423	0,006	496,500	0,00033420
Entreferro auxiliar (L _{AUX})	0,079	628,662	0,006	120,700	0,00204200
Coroa_int (rotor)	0,082	1,270	0,270	0,343	0,00204200
Coroa_ext (rotor)	0,074	1,220	0,270	0,329	0,00204200
Tampa	0,119	1,450	8,000	11,600	0,00204200

6.0 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL PELO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

Nesta etapa do trabalho, foram realizadas simulações computacionais em *software* de elementos finitos Maxwell 13[®] em regime magnetostático para efeito de comparação com os valores obtidos nos cálculos analíticos em 3 condições de excitação distintas: primeiramente somente com a excitação elétrica, depois a simulação utilizando o sistema de excitação dos ímãs permanentes e , finalmente o sistema híbrido de excitação.

6.1 SIMULAÇÃO MAGNETOSTÁTICA

Neste capítulo são apresentados os resultados da simulação em regime magnetostático da topologia proposta. Na simulação em regime magnetostático, no enrolamento de excitação, foram impostas as forças magnetomotrizes a serem produzidas somente pelas bobinas de excitação de acordo com os valores calculados na tabela 5.1. Isso porque o *software*, em regime magnetostático, utiliza-se da força magnetomotriz como fonte do problema para a simulação da geometria. A formulação do problema em regime magnetostático utiliza os vetores H, B e J. Assim temos que:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} \quad (6.1)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (6.2)$$

Onde o vetor J na equação (6.1) é o vetor densidade de corrente. A relação constitutiva entre os vetores B e H depende da permeabilidade do meio material μ , então a densidade de fluxo pode ser determinada como:

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (6.3)$$

No entanto, o *software* utiliza o vetor potencial magnético A, assim, a densidade de fluxo B se torna:

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (6.4)$$

Lembrando que a permeabilidade magnética do material varia em função de B e H temos que:

$$\mu(B) = \frac{\vec{B}}{\vec{H}(B)} \quad (6.5)$$

Reescrevendo a equação (6.1) em função de (6.2), (6.3) e (6.4) a densidade de corrente se torna:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(B)} \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J} \quad (6.6)$$

Supondo que o material é isotrópico, resulta que a divergência do vetor potencial magnético é nula, ou seja:

$$\nabla \cdot \vec{A} = 0 \quad (6.7)$$

Portanto, associando-se o vetor potencial magnético à fonte de corrente temos, em regime magnetostático:

$$-\frac{1}{\mu(B)} \nabla^2 \vec{A} = \vec{J} \quad (6.8)$$

Nos enrolamentos da armadura e do enrolamento de excitação, os condutores aparentemente sólidos são modelados na verdade como condutores filiformes. Uma das vantagens deste tipo de modelagem se deve ao fato de que o *software* assume que a corrente elétrica está uniformemente distribuída na secção transversal da bobina e a direção do vetor J é determinado pelas setas, como visualizadas nas figuras 6.1a e 6.1b

Figura 6.1 – Caminhos de condução de corrente. a) bobina de excitação C.C. b) enrolamento da armadura.

A figura 6.2 ilustra o processo de criação da malha de elementos finitos.

Figura 6.2 – Detalhamento da etapa de criação da malha de elementos finitos.

Na simulação magnetostática foram utilizadas nas fronteiras (CHAN, 2010) a condição de contorno natural e a condição de contorno de Neumann. Na condição de contorno natural, usada nas interfaces entre os objetos, o *software* assume que o campo H é contínuo. Na condição de contorno de Neumann, usada nas bordas externas do modelo, o *software* assume que o campo magnético H é tangente à fronteira e não pode atravessá-la. Para maior rapidez na etapa de processamento do modelo, a geometria foi inserida dentro de um domínio (REGION) de maneira a possibilitar a resolução do problema. De maneira a evitar problemas na etapa de simulação, nas partes ativas da topologia, ou seja, nos enrolamentos da armadura e de excitação, as bobinas foram isoladas (INSULATING), evitando qualquer contato elétrico indesejável entre as bobinas ou entre bobinas e material ferromagnético. Os nomes em idioma inglês entre parenteses são os nomes utilizados pelo software Maxwell 13[®]. A figura 6.3 apresenta as condições adotadas na simulação da topologia.

Figura 6.3 – Condições de contorno adotadas na etapa de simulação.

As curvas dos materiais foram importados da figura 6.4 (arquivo extensão *.tab) para inserção na biblioteca de materiais do *software* para os materiais aço silício E230, aço carbono 1020 e ímãs de NdFeB-35.

a)

b)

c)

Figura 6.4 – Curvas e materiais parametrizados. a) Aço silício E-230. b) Aço carbono 1020. c) Ímã NdFeB-35

Após a etapa de atribuição dos materiais ao modelo, foram realizadas as simulações em regime magnetostático em 3 situações distintas, ou seja, simulação do modelo primeiramente com a excitação elétrica energizada, depois somente o sistema de excitação de ímãs permanentes e por último a dupla excitação. Nos três casos, além dos mapas de cores relativos às induções máximas (B_{MAX}), foram obtidas as induções máximas no entreferro principal, através da linha inserida conforme figura 6.5, de maneira a possibilitar a comparação com os valores analíticos.

Figura 6.5 – Detalhe de linha exploratriz para obtenção das induções no entreferro principal.

6.1.1 RESULTADOS – EXCITAÇÃO ELÉTRICA

Enrolamento de excitação ($F_{\text{EXC_ELET}}$).....925 [A.esp]

a) Tampa

b) Armadura

c) Rotor

Figura 6.6 – Resultados das simulações – excitação elétrica.

Figura 6.7 – Indução no entreferro principal – excitação elétrica.

6.1.2 RESULTADOS – EXCITAÇÃO COM ÍMÃS PERMANENTES

a) Tampa

b) Armadura

c) Rotor

Figura 6.8 – Resultados das simulações – ímãs permanentes.

Figura 6.9 – Indução no entreferro principal – excitação com ímãs permanentes.

6.1.3 RESULTADOS – EXCITAÇÃO HÍBRIDA

a) Tampa

b) Armadura

c) Rotor

Figura 6.10 – Resultados das simulações – excitação híbrida.

Figura 6.11 – Indução no entreferro principal – excitação híbrida.

A tabela 6.1 fornece os resultados dos cálculos analíticos e das simulações computacionais em regime magnetostático.

Tabela 6.1 – Resultados – excitação elétrica.

TRECHO	ANALÍTICO B [T]	SIMULADO B [T]	DESVIOS
Entreferro	0,3250	0,3560	
Pólo1 (B1)	2,0000	2,0520 1,9040	0,0220
Pólo2 (B2)	1,5700	1,7578 1,6115	-0,1147
Dente_est	0,6300	0,5878 0,4415	0,1154
Coroa_est	0,5100	0,4415 0,2953	0,1416
Coroa_int (rotor)	0,2000	0,4400 0,2900	-0,1650
Coroa_ext (rotor)	0,1400	0,5800 0,4400	-0,3700
Tampa	0,8400	1,0266 0,8803	-0,1135

Tabela 6.2 – Resultados – excitação ímãs permanentes.

TRECHO	ANALÍTICO B [T]	SIMULADO B [T]	DESVIOS
Entreferro	0,2740	0,2630	
Pólo1 (B1)	1,7000	1,4753 1,3619	0,2814
Pólo2 (B2)	1,3300	1,3619 1,2486	0,02475
Dente_est	0,6900	0,4554 0,3421	0,29125
Coroa_est	0,4332	0,3421 0,2288	0,14775
Coroa_int (rotor)	0,4215	0,6820 0,5667	-0,20285
Coroa_ext (rotor)	0,4200	0,6820 0,5567	-0,19935
Tampa	0,1190	0,2288 0,1155	-0,05315

Tabela 6.3 – Resultados – excitação híbrida.

TRECHO	ANALÍTICO B [T]	SIMULADO B [T]	DESVIOS
Entreferro	0,6500	0,7000	
Pólo1 (B1)	1,9300	1,8082 1,6275	0,21215
Pólo2 (B2)	1,5000	1,4467 1,2659	0,1437
Dente_est	1,5000	1,2659 1,0851	0,3245
Coroa_est	1,0200	1,0851 0,9042	0,02535
Coroa_int (rotor)	0,2000	0,3618 0,1810	-0,0714
Coroa_ext (rotor)	0,1400	0,3618 0,1810	-0,1314
Tampa	0,9200	1,0851 0,9042	-0,07465

6.2 CONCLUSÕES SOBRE AS SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

Através da simulação magnetostática, foram obtidas as induções nas partes principais da topologia. Com estas, foi possível verificar e comparar com os valores obtidos analiticamente. Optou-se em separar a simulação em três etapas com o objetivo de facilitar a análise dos resultados. Na primeira etapa, foi realizada a simulação da topologia apenas com o sistema de excitação elétrica. A segunda refere-se à simulação na condição de enfraquecimento de campo, na qual somente os ímãs permanentes produzem o fluxo de excitação. A terceira e mais complicada, refere-se à condição na qual os dois sistemas de excitação contribuem com o fluxo no entreferro. Referindo-se à tabela 6.1, que apresenta os dados referentes ao circuito magnético estabelecido apenas pela excitação elétrica, verifica-se que as induções obtidas analiticamente, nos pontos críticos da topologia, especificamente no pólo B1, apresentaram valores entre os pontos máximo e mínimo simulados. No pólo B2, o erro percentual é da ordem de 2,48%. No entreferro, a indução de pico analítica vale 0,325 T sendo que a obtida via simulação foi de 0,356 T acarretando em uma variação de 8,70%. Na condição de enfraquecimento de campo, referente à tabela 6.2 (somente com o sistema de excitação de ímãs), o resultado analítico obtido no pólo B1, apresentou um erro percentual de 13,21% acima do maior valor simulado. No pólo B2, o valor analítico obtido apresentou-se dentro da faixa de valores simulados. No entreferro, a indução de pico analítica foi de 0,274 T enquanto que a obtida via simulação foi de 0,263 T resultando em uma variação de 4,01%. Na condição de excitação híbrida, conforme tabela 6.3, os valores analíticos nos pólos B1 e B2 do rotor, respectivamente, apresentaram níveis próximos da faixa de valores obtida na simulação. No pólo B1, a indução obtida foi de 1,93 T, ou seja, 6,73% acima do maior valor simulado, enquanto que no pólo B2, a indução foi de 1,50 T, isto é, 3,5% acima do maior valor simulado. Nesta condição de dupla excitação, a indução no entreferro analítica é de 0,65 T, enquanto que o valor simulado é de 0,70 T, o que implica numa variação de 7,14%. Um aspecto importante a ser destacado e que ficou evidenciado das simulações numéricas, é que com a dupla excitação o campo obtido no entreferro resultou maior que a soma dos campos individuais, obtidos com a excitação apenas elétrica e apenas com os ímãs, resultado esse aparentemente pouco intuitivo. A explicação para tal fato, é que os percursos dos

fluxos de dispersão de cada tipo de excitação são opostos entre si, resultando num alívio da saturação magnética quando as duas formas de excitação coexistirem.

Figura 7.1 – Caminhos dos fluxos produzidos pelos ímãs permanentes.

A figura 7.1 mostra a circuitação do fluxo dos ímãs permanentes. Todo fluxo que não se estabelece através do induzido é considerado de dispersão para efeito de fluxo útil na região de interesse. Comparando-se a figura 7.1 com a 5.2, pode-se verificar que o caminho de fluxo disperso criado pelos ímãs, se dá devido à divisão contrária de fluxo criado pela excitação elétrica na região dos entreferros auxiliares e da tampa, enquanto o fluxo útil dos ímãs concorda com o fluxo útil da excitação elétrica. Da mesma forma, o fluxo de dispersão da excitação elétrica, por se estabelecer através do alojamento dos ímãs, observado na figura 5.10, é em grande parte contraposto pelo próprio fluxo principal dos ímãs permanentes. Dessa forma, ao se aplicar a excitação elétrica a sua circuitação se dá em sentidos contrários ao fluxo de dispersão dos ímãs, reduzindo o nível de saturação das tampas e contribuindo dessa forma para um incremento de fluxo total no entreferro principal. A partir dos valores simulados, indicados na tabela 6.1, 6.2 e 6.3, as induções resultam para a excitação elétrica 0,356 T, para a excitação com ímãs em 0,263 T e para a excitação total 0,7 T. Este último valor é 13 % maior que a soma das induções individuais, representando um salto expressivo.

7.0 CONCLUSÕES FINAIS

O principal objetivo deste trabalho se concentrou no estudo e desenvolvimento de uma máquina de 10 kW de topologia de fluxo axial, com foco na utilização em tração elétrica veicular, como alternativa a utilização de máquinas de topologia radial na região de enfraquecimento de campo, com intuito de se obter uma faixa de velocidade da ordem de 1:2, ou seja, a 600 rpm em condições nominais e 1200 rpm na região de enfraquecimento de campo, através de um sistema de excitação *brushless* híbrido. A excitação híbrida permite a variação da velocidade de forma mais direta e com menor consumo de potência reativa na alimentação do motor, além de minimizar o risco de desmagnetização dos ímãs. A topologia de motor de fluxo axial é diferenciada em relação ao que se encontra na bibliografia e permite uma boa acomodação em aplicações de propulsão veicular. A análise da configuração proposta mostrou que é factível a superposição das excitações elétrica e de ímãs permanentes, com vantagens de atenuação e limitação dos níveis de saturação das partes ferromagnéticas críticas, dada a aparição dos fluxos de dispersão individuais de cada tipo de excitação. Esse efeito permite potencializar o nível de fluxo magnético no entreferro principal favorecendo a produção de maior torque na faixa de rotação inicial, de zero até sua rotação básica.

TRABALHOS FUTUROS

- Desenvolvimento de um circuito térmico equivalente da topologia e projeto de um sistema de arrefecimento à água na tampa da mesma, com intuito de aumentar a eficiência de troca de calor permitindo um incremento na potência;
- Melhorar o modelamento numérico de maneira a possibilitar a obtenção de torque no rotor durante a etapa de simulação;
- Construção do protótipo estudado nesta tese com intuito de comparar com os resultados obtidos e validar a proposta experimentalmente. Com a máquina construída, será possível realizar uma série de ensaios, de maneira a estabelecer os limites operacionais da mesma, no que tange à faixa de velocidade, aceleração, desaceleração e frenagem, especificamente para o sistema de tração.

8.0 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AL-ADSANI, A. S., “Hybrid Permanent Magnet Machines for Electric Vehicles”, 2011, 248 f., Tese (Doutorado em Engenharia), School of Electrical and Electronic Engineering Electromechanics, University of Manchester, England, 2011.

ANDERSON, J.; ANDERSON, C., “Electric and Hybrid Cars - A History”, McFarland & Company, Inc., Publishers, 2nd Edition, 2010.

BALI, H. ; AMARA, Y. ; BARAKAT, G. ; IBTIOUEN, R. ; GABSI, M., “Analytical Modeling of Open Circuit Magnetic Field in Wound Field and Series Double Excitation Synchronous Machines”, IEEE Transactions on Magnetics, Volume: 46, pp. 3802 – 3815, 2010.

BOCHENKOV, B.; LUTZ, S., “A Review of Modern Materials of Permanent Magnets”, IEEE Transactions on Industry Applications, No. 4, July 2004, pp. 201-203.

BUENO, A. G., “A Tração Elétrica como Alternativa para o Transporte Urbano”, 2004, 157 f. Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica) – PROMEC, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 1997.

CARICCHI, F.; CAPONI, F.; HONORATI, O.; TERRIGI, R.; DEL FERRARO, L., “Ironless axial-flux PM machine with active mechanical flux weakening for automotive applications”, Conf. Rec. 41st IEEE IAS Annu. Meeting, vol. 1, pp.1 2006.

CARICCHI, F.; CAPONI, F.; TERRIGI, R.; DEL FERRARO, L., “Analysis and comparison of a speed-dependant and a torque-dependant mechanical device for wide constant power speed range in AFPM starter/alternators”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, pp. 720, 2006.

CARICCHI, F.; CRESCIMBINI, F., “Axial-flux permanent-magnet machine with water-cooled ironless stator”, Proc. IEEE Power Tech Conf., pp. 98-103, 1995.

CARICCHI, F.; CRESCIMBINI, F.; CAPPONI, F. E.; SOLERO, L., "Experimental study on reducing cogging torque and core power loss in axial-flux permanent-magnet machines with slotted winding", Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting, pp. 1295, 2002.

CARICCHI, F.; CRESCIMBINI, F.; DI NAPOLI, A., "Prototype of innovative wheel direct water-cooled axial-flux PM motor for electric vehicle application", Proc. IEEE APEC, pp. 764, 1996.

CARICCHI, F.; CRESCIMBINI, F.; FEDELI, F. E.; NOIA, G., "Design and construction of a wheel-directly-coupled axial-flux PM motor prototype for EVs", Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting, pp.254, 1994.

CARICCHI, F.; CRESCIMBINI, F.; HONORATI, O., DI NAPOLI, A., "Compact wheel direct drive for EVs", IEEE Ind. Appl. Mag., vol. 2, pp. 25, 1996.

CARICCHI, F.; CRESCIMBINI, F.; HONORATI, O.; DI NAPOLI, A., "Prototype of electric vehicle drive with twin water-cooled wheel direct drive motors", Proc. IEEE PESC, pp. 23, 1996.

CARICCHI, F.; CRESCIMBINI, F.; MEZZETTI, F.; SANTINI, E.; SANTUCCI, C., "Multistage axial-flux PM machine for wheel direct drive", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 32, pp. 882, 1996.

CARICCHI, F.; CRESCIMBINI, F.; SANTINI, E.; SANTUCCI, C., "FEM evaluation of performance of axial flux slotted PM machines", Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting, vol. 1, pp. 12-18, 1998.

CARICCHI, F.; HONORATI, O., "Modular axial-flux permanent magnet motor for ship propulsion drives", IEEE Trans. Energy Conver., vol. 14, pp. 673-679. 1999.

CAVAGNINO, A.; LAZZARI, M.; PROFUMO, F.; TENCONI, A., "A comparison between the axial flux and the radial flux structures for PM synchronous motors", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 38, no. 6, pp. 1517-1524, 2002.

CAVAGNINO, A.; LAZZARI, M.; PROFUMO, F.; TENCOTI, A., "Axial flux interior PM synchronous motor: Parameters identification and steady-state performance measurement", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 36, pp. 1581, 2000.

CHABU, I. E., "Contribuição ao Estudo e Projeto dos Motores de Relutância", 1997, 203 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 1997.

CHABU, I.E.; SILVA, V.C.; NABETA, S.I.; AFONSO, M.A.M.; CARDOSO, J.R., "Axial flux concentration technique applied to the design of permanent magnet motors: theoretical aspects and their numerical and experimental validation" Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference.

CHAN, C. C., "Axial-field electrical machines: Design and application", IEEE Trans. Energy Conversion, vol. EC-2, pp. 294, 1987.

CHAN, T. F.; WANG, W.; LAI, L. L., "Performance of an axial-flux permanent magnet synchronous generator from 3-D finite-element analysis", IEEE Trans. Energy Conv., vol. 25, no. 3, pp. 669-676, 2010.

CHEN, A.; NILSSEN, R.; NYSVEEN, A., "Performance comparisons among radial-flux, multistage axial-flux, and three-phase transverse-flux PM machines for downhole applications", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 46, no. 2, pp.779-789 2010.

CIRANI, M.; SADARANGANI, C.; THELIN, P., "Analysis of an innovative design for an axial flux Torus machine", Proc. ICEM, pp.151, 2002.

CRESCIMBINI, F., "Compact permanent-magnet generator for hybrid vehicle applications", Proc. 38th Conf. Record of the Industry Applications Conf. Annu. Meeting, vol. 1, pp. 576-583, 2003.

CROS, J.; VIAROUGE, P., "Synthesis of high performance PM machines with concentrated windings", IEEE Trans. Energy Convers., vol. 17, pp. 248, 2002.

CURIAC, P.; KANG, D. H., "Preliminary evaluation of a megawatt-class low-speed axial flux PMSM with self-magnetization function of the armature coils", IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 22, pp. 621, 2007.

DE PAULA, P.P.; NABETA, S.I.; FOGGIA, A. "An aspect of modelling a permanent magnet motor by using the finite-element method coupled with circuit equations" Electric Machines and Drives, 1999 International Conference IEMD '99.

DEL FERRARO, L.; GIULII, F.; CAPPONI, R.; TERRIGI, R., "Coil and magnet shape optimization of an ironless AFPM machine by means of 3D FEA", Proc. IEMDC, vol. 2, pp. 927, 2007.

DORRELL, D. G.; HSIEH, M.F.; POPESCU, M.; EVANS, L.; STATON, D. A.; KNIGHT, A. M., "Comparison of permanent magnet drive motor with a cage induction motor design for a hybrid electric vehicle", Proc. IEEE Int. Power Electron. Conf., pp.1807-1813, 2010.

DORRELL, D. G.; POPESCU, M.; EVANS, L.; STATON, D. A.; KNIGHT, A. M. "Modern electrical machine analysis and design techniques applied to hybrid vehicle drive machines", Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron., pp.3728-3733, 2010.

DUBOIS, M. R. J., "Optimized Permanent Magnet Generator Topologies for Direct-Drive Wind Turbines", 2004, 266 f., Dissertação (Mestrado em Ciências Aplicadas) - Technische Universiteit Delft, Netherlands, 2004.

EHSANI, M.; GAO, Y.; EMADI, A., "Modern Electric, Hybrid Electric and Fuel Cells Vehicles", CRC Press, 2010.

EL-REFAIE, A. M., "Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: Opportunities and challenges", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 44, pp. 107-121, 2010.

EL-REFAIE, A. M.; JAHNS, T. M., "Optimal flux weakening in surface PM machines using fractional-slot concentrated windings", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, pp.790 ,2005.

EMADI, A., "Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives", CRC Press, 2005.

EMADI, A.; EHSANI, M.; MILLER, J., "Vehicular Electric Power Systems: Land, Sea, Air and Space Vehicles", CRC Press, 2004.

FEMM Software Guide 3.2 – Cad Package for Electromagnetics and Thermal Analysis Using Finite Elements, 2004.

FENTON, J.; HODKINSON, R., "Lightweight Electric - Hybrid Vehicle Design", Butterworth-Heinemann, 2001.

FUHS, A.E., "Hybrid Vehicles and the Future of Personal Transportation", CRC Press, 2009.

GIERAS, J.F., "PM synchronous generators with hybrid excitation systems and voltage control capabilities: A review", 2012 XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp. 2573 – 2579, 2012.

GIERAS, J.F., R. WANG, AND M. J. KAMPER, "Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines", 2004: Kluwer.

GIERAS, J.F., WING, M., "Permanent Magnet Motor Technology – Design and Applications", 2nd Edition, Marcel Dekker, London, 2002.

GIGNOUX, D.; SCHLENKER, M., "Magnetism – Materials And Applications", Etienne du Tremolet de Lacheisserie, Springer, 2005.

GUO, L., "Effects of Magnet Shape on Torque Characteristics of Interior Permanent Magnet Machines", IEEE, 2009.

HANSELMAN, "D.C. Brushless Permanent Motor Design", McGraw-Hill, USA, 1994.

HARRIS M. R.; PAJROOMAN, G. H.; ABU SHARKH, S. M., "Performance and design optimization of electric motors with heteropolar surface magnets and homopolar windings", Proc. Inst. Elect. Eng\Electr. Power Appl., vol. 143, no. 6, pp. 429-436, 1996.

HEIKKILÄ, T., "Permanent Magnet Synchronous Motor for Industrial Inverter Applications – Analysis and Design", 2000, 62 f., Tese (Doutorado em Ciências), Laboratory of Electromechanics, Helsinki University of Technology, Finland, 2000.

HENDERSHOT, J. R.; MILLER, T. J. E., "Design of Brushless Permanent-Magnet Motors", 1994: Clarendon Press.

HERZOG, H.; MEYER, W.; NUSCHELER, R. "Comparison of Electrical Machine Types in Hybrid Drive Trains: Induction Machine vs. Permanent Magnet Synchronous Machine", IEEE Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines, Paper ID 1198, 2008.

HESMONDHALGH, D.E. ;TIPPING, D., "Slotless construction for small synchronous motors using samarium cobalt magnets", Electric Power Applications, IEE Proceedings B, Volume 129, pp. 251 – 261, 1982.

HLIOUI, S.; VIDO, L.; AMARA, Y.; GABSI, M., "Design Of A Synchronous Machine With Concentric Stator Windings And Permanent Magnets In Focusing Configuration", IEEE, 2007.

HOANG, E.; LECRIVAIN, M.; HLIOUI, S.; GABSI, M., "Hybrid excitation synchronous permanent magnets synchronous machines optimally designed for hybrid and full electrical vehicle", Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), pp. 153 – 160, 2011.

HONG, S.; CHO H.; LEE H.; CHO, R., "Effect of the Magnetization Direction in Permanent Magnet on Motor Characteristics", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 35, no. 3, May 1999.

HONSINGER, V. B., "The Fields and Parameters of Interior Type AC Permanent Magnet Machines", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-101, No. 4, April 1982, pp. 867-875.

HUANG, S.; LUO, J.; LEONARDI, F.; LIPO, T. A., "A comparison of power density for axial flux machines based on general purpose sizing equations", IEEE Trans. Energy Conversion, vol.14, pp. 185, 1999.

HUANG, S.; LUO, J.; LEONARDI, F.; LIPO, T. A., "A general approach to sizing and power density equations for comparison of electrical machines", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 34, no. 1, pp. 92-97, 1998.

HUSAIN, I., "Electric and Hybrid Vehicles – Design Fundamentals", CRC Press, 2003.

JAHNS, T. M., "Motion control with permanent-magnet AC machines", Proc. IEEE, vol.82, pp.1241, 1994.

JERMAKIAN, J.; MOHD, M.; MOTEVALLI, V., "Testing and modeling of variable axial flux brushless DC motor", Proc. SAE Int. Future Transportation Technology Conf. Expo., 2001.

JUFER, M.; RADULESCU, M. M., "Comparative study of slotted and slotless electronically-commutated permanent-magnet DC servomotors", Proc. IEE 5th Int. Conf. Elect. Mach. Drives, pp.131, 1991.

JUSSILA, H., "Concentrated winding axial flux permanent magnet motor with plastic bonded magnets and sintered segmented magnets", Proc. 18th Int. Conf. on Electrical Machines ICEM, pp. 1-5, 2008.

KAMIEV, K.; NERG, J.; PYRHONEN, J.; ZABOIN, V., "Hybrid excitation synchronous generators for island operation", XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp. 1 – 6, 2010.

KAMIEV, K.; NERG, J.; PYRHONEN, J.; ZABOIN, V.; TAPIA, J., "Feasibility of different excitation methods of synchronous generators in island operation", XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp. 2902 – 2908, 2012.

KAMPER, M. J.; RIX, A. J.; WANG, R. J. "Design and Performance Evaluation of Concentrated Coil Permanent Magnet Machines for In-Wheel Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, May 2007, pp. 770-775.

KAMPER, M.; WANG, R., "Analysis and Performance Evaluation of Axial Flux Air-Cored Stator Permanent Magnet Machine with Concentrated Coils", IEEE Electric Machines & Drives Conference, 2007.

KEFSI, L.; TOUZANI, Y.; GABSI, M., "Hybrid Excitation Synchronous Motor control with a new flux weakening strategy" Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), IEEE, pp. 1 – 5, 2010.

KIM, C.; LEE, J.; KIM, H.; KOO, D., "The Shape Design of Permanent Magnets of Permanent Magnet Synchronous Motor Considering Partial Demagnetization", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 42, no. 10, 2006.

KIM, J.; SUL, S., "Speed Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive for the Flux Weakening Operation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 1, Jan./Feb. 1997, pp. 43-48.

KIM, K.; LEE, J., "Demagnetization Analysis of Permanent Magnets According to Rotor Types of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, no. 6, June, 2009.

KOU BAOQUAN; LI CHUNYAN; CHENG SHUKANG, "A new flux weakening method of permanent magnet synchronous machine," Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on, vol.1, no., pp. 500, 503 Vol. 1, 27-29 Sept. 2005.

LASKARIS, K. I.; KLADAS, A. G., "Internal permanent magnet motor design for electric vehicle drive", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 1, pp.138-145, 2010.

LIPO, T. A.; AYDIN, M., "Field Weakening of Permanent Magnet Machines – Design Approaches", IEEE, 2005.

LIWSCHITZ, M., "Le Macchine Elettriche", Ed. Ulrico Hoeplimiliano, 1963.

LOVATT, H. C.; RAMDEN, V. S.; MECROW, B. C.; "Design an in-wheel motor for a solar-powered electric vehicle", Proc. Inst. Elect. Eng Power Appl., vol. 145, no. 5, pp. 402-408, 1998.

LOWRY, J.; LARMINIE, J., "Electric Vehicle Technology Explained", John Wiley and Sons, 2003.

LUNGOCI, C.M.; GEORGESCU, M.; CALIN, M.D., "Electrical Motor Types for Vehicle Propulsion", IEEE Trans. Ind. Appl , pp. 635-640, 2012.

MADDISON, C. P.; MECROW, B. C.; JACK, A. G., "Permanent magnet machines for high torque, low speed applications", Proc. Int. Conf. Elec. Mach., pp. 461-466, 1996.

MAGNUSSEN, F.; SADARANGANI, C., "Winding factors and joule losses of permanent magnet machines with concentrated windings", Proc. IEEE IEMDC, pp. 333, 2003.

Maxwell 3D[®] Software - Maxwell Online Help, 2010.

MEBARKI, A., "A high-power, totally enclosed, permanent magnet, axial flux machine for engine integration", Proc. 5th IET Int. Conf. on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), pp.1 -6.

MI, C. "Modelling of Iron Losses Of Permanent Magnet Synchronous Motors", 2001, 148 f., Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Department of Electrical and Computer Engineering, University of Toronto, Toronto, 2001.

MILLER, J.M., "Propulsion Systems for Hybrid Vehicles", IET Power and Energy Series 45, 2004.

MILLER, T.J.E., "Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives", Oxford Science Publications, 1989

MMPA, Standard Specifications for Permanent Magnet Materials, Standard no. 0100, Jan 2000.

NILSSEN, R.; et al. "Design of a Permanent Magnet Integrated in Wheel Rim on Wheel Chairs", IEEE Transactions on Industry Applications, 2005.

NAOE, N.; FUKAMI, T., "Trial production of a hybrid excitation type synchronous machine," Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International, vol., no., pp. 545,547, 2001.

OH, S. C.; KERN, J.; BOHN, T.; ROUSSEAU, A.; PASQUIER, M., "Axial flux variable gap motor: Application in vehicle systems", Proc. SAE 2002 World Congress and Exhibition, 2002.

PARVIAINEN, A.; NIEMEL, M.; PYRHENEN, J. "Modeling of axial flux permanent-magnet machines", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 40, pp. 1333, 2004.

PATTERSON, D., "Recent advances in the design and construction of axial flux permanent magnet machines", Proc. IEEE Australian Summit, pp. 435-440, 1996.

PATTERSON, D.; SPEE, R., "The design and development of an axial flux permanent magnet brushless DC motor for wheel drive in a solar powered vehicle", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 31, pp. 1054-1061, 1995.

PELIZARI, A. "Um Estudo da Influência das Configurações dos Enrolamentos no Desempenho de Motores de Indução Monofásicos", 2009, 110 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2009.

PETKOVSKA, L.; CVETKOVSKI, G., "Steady State Performance Evaluation of a Permanent Magnet Synchronous Motor Based on FEA", IEEE, 2005.

PISTOIA, G., "Electric and Hybrid Vehicles – Power Sources, Models, Sustainability, Infrastructure and Market", Elsevier Publisher, 2010.

PURANEN, J., "Induction Motor versus Permanent Magnet Synchronous Motor in Motion Control Applications: A Comparative Study", 2006, 150 f., Tese (Doutorado em Ciências) - Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland, 2006.

QUEIROZ, J. F., "Introdução do veículo híbrido no Brasil: Evolução tecnológica aliada à qualidade de vida", 2006, 84 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2006.

ROSU, M.; ARKKIO, A.; JOKINEN, T.; MANTERE, J. "Demagnetisation State of Permanent Magnets in Large Output Power Permanent Magnet Synchronous Motor", IEEE, 1999.

SEBASTIAN, T., "Temperature Effects on Torque Production and Efficiency of PM Motors Using NdFeB Magnets", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 2, Mar./Apr. 1995, pp. 353-357.

SITAPATI, I. K.; KRISHNAN, R., "Performance comparisons of radial and axial field, permanent-magnet, brushless machines", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 37, pp.1219, 2001.

SLEMON, G.; LIU, X., "Core Losses in Permanent Magnet Motors", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 26, No. 5, September 1990, pp. 1653-1656.

SLEMON, G., "Electric Machines and Drives", Addison-Wesley, 1992.

SOYLU, S., "Electric Vehicles - The Benefits and Barriers", InTech, 2011.

SPOONER, E.; CHALMERS, B. J., "Toroidally-wound, axial-flux, permanent-magnet brushless dc motors", Proc. Int. Conf. Electrical Machines, vol. III, pp. 81-86, 1988.

SULAIMAN, E. ; KOSAKA, T. ; MATSUI, N., " Design optimization of 12Slot-10Pole hybrid excitation flux switching synchronous machine with 0.4kg permanent magnet for hybrid electric vehicles", Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), pp. 1913 – 1920, 2011.

SULAIMAN, E.; KOSAKA, T.; MATSUI, N., "A novel hybrid excitation flux switching synchronous machine for a high-speed hybrid electric vehicle applications", Electrical International Conference on Machines and Systems (ICEMS), pp. 1 – 6, 2011.

SULAIMAN, E.; KOSAKA, T.; MATSUI, N., "Design and performance of 6-slot 5-pole PMFSM with hybrid excitation for hybrid electric vehicle applications", International Power Electronics Conference (IPEC), pp. 1962 – 1968, 2010.

SULAIMAN, E.; KOSAKA, T.; MATSUI, N.; AHMAD, M.Z., “Design studies on high torque and high power density hybrid excitation flux switching synchronous motor for HEV applications”, , Power Engineering and Optimization Conference (PEDCO), Ieee International, pp. 333 – 338, 2012.

TANAKA, N., “Technology Roadmap: Electric and Plug-in Hybrid Electric Vehicles, IEA”, 2010.

TAPIA, J. A.; GONZALEZ, D.; WALLACE, R.; VALENZUELA, A. “Axial flux surface mounted PM machine with field weakening capability”, Proc. 16th ICEM, pp. 91, 2004.

TAKANO, Y.; TAKENO, M.; IMAKAWA, T.; CHIBA, A.; HOSHI, N.; TAKEMOTO, M.; OGASAWARA, S., “Torque density and efficiency improvements of a switched reluctance motor without rare earth material for hybrid vehicles”, Proc. IEEE Energy Conv. Congr. Expo. pp. 2653-2659, 2010.

VAN HAUTE, S.; HENNEBERGER, ST.; HAMEYER, K., “Design and Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive for a Hybrid Electric Vehicle”, IEEE Transactions on Industry Applications, 2002.

VIDO, L.; AMARA, Y., “Compared performances of homopolar and bipolar hybrid excitation synchronous machines”, Fourtieth IAS Annual Meeting Industry Applications Conference, 2005.

WANG, S.; XIA, Y.; WANG, X.; SU, P.; HUANG, S.; ZHANG, A., “State of the art of hybrid excitation permanent magnet synchronous machines”, Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on, pp. 1004 – 1009, 2010.

WIDYAN, M., “Design, Optimization, Construction and Test of Rare-Earth Permanent-Magnet Electrical Machines with New Topology for Wind Energy Applications”, 2006, 150 f., Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Fakultät IV – Elektrotechnik und Informatik, Technischen Universität Berlin, Berlin, 2006.

YABIKU R., "Motor de Corrente Contínua sem Escovas, sem Ímãs Permanentes, com um Circuito Magnético Não Usual" Projeto de Formatura (Graduação em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2003.

YANG C.; LIN H.; LIU X.; FANG S.; GUO J., "Analysis and Experimental Investigation for Field-Control Capability of a Novel Hybrid Excitation Claw-Pole Synchronous Machine," Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference on, vol., no., pp. 196,201, 27-30 Nov. 2007

YIG, D.; LIWEI, S.; SHUMEI, C., "Development of PMSM Drives for Hybrid Electric Car Applications", IEEE Transactions on Hybrid Vehicles, 2006.

ZHENG, J.; ZHAO, J., "Evaluation of the magnetic coupling degree and performance of an axial-axial flux CS-PMSM used for HEVs", J. Appl. Phys., vol. 103, pp. (07F113- 1) 2008.

ZOU, J.; FU, X., "Influence of the Axial-Length Ratio of Permanent Magnet to Homopolar Induction on the Performance of Hybrid Excitation Synchronous Generator", IEEE Transactions on, Volume: 39, pp. 368 – 373, 2011.

9. APÊNDICE

APÊNDICE A – DIMENSIONAMENTO DA TRAÇÃO.

Nesta etapa, são calculadas a força, a potência e o torque resistentes oferecidos pelo movimento de um veículo de passeio convencional, com base no método proposto por (EHSANI, GAO, EMADI, 2010; LUNGOCI, GEORGESCU, CALIN, 2012). A finalidade deste cálculo é possibilitar a avaliação dos limites da topologia proposta nas regiões de potência e torque constante para uma condição específica de aceleração, inclinação e velocidade. Para isto, é utilizado o diagrama de forças atuantes no veículo considerando-se apenas o eixo longitudinal, coincidente com a direção de movimento no eixo x, conforme figura 9.1:

Figura 9.1 – Diagrama de forças atuantes no veículo.

Supondo-se apenas tração dianteira, a força resultante é a diferença entre a somatória das forças na direção longitudinal e a somatória das forças resistentes ao movimento do veículo, ou seja:

$$F_{\text{result}} = \sum F_t - \sum F_R \rightarrow M_v \cdot (d/dt) V_{x(t)} = \sum F_t - \sum F_R \quad (9.1)$$

Na equação (9.1),

- M_v → massa total do veículo, em kg
- V_x → velocidade do veículo, em m/s
- F_t → força de tração na direção x, em N
- F_R → força resistente ao movimento, em N
- F_{result} → força resultante, em N

Assim, a força resistente total oferecida ao movimento do veículo é:

$$F_R = F_{ad} + F_{rr} + F_{incl} \quad (9.2)$$

Na equação (9.2), F_{ad} é a força resistente de arrasto aerodinâmico, F_{rr} é a força resistente devido ao atrito dos pneus, F_{incl} é a força resistente devido à inclinação da pista, lembrando que a força de arrasto aerodinâmico pode ser calculada por:

$$F_{ad} = \rho_{ar} \cdot A_f \cdot C_d \cdot (V_X \pm V_{WIND})^2 \quad (9.3)$$

Na equação (9.3), ρ_{ar} é a densidade do ar em kg/m^3 , A_f é a área frontal do veículo em m^2 , C_d é o coeficiente de arrasto aerodinâmico, V_{WIND} é a velocidade do vento em m/s. A força de atrito oferecida pelos pneus se torna:

$$F_{rr} = M_v \cdot g \cdot \mu_{rr} \cdot \cos \beta \quad (9.4)$$

Onde g é a aceleração da gravidade em m/s^2 , μ_{rr} é o coeficiente de atrito dinâmico e β é o ângulo de inclinação da pista em graus. O coeficiente de atrito dinâmico pode ser estimado (PELLICER, 1997) conforme a equação (9.5)

$$\mu_{rr} = \frac{k_1}{100} \left[5,1 + \frac{5.5 + 9M_{VR} \cdot 10^{-2}}{P_{PNEU}} + \frac{8.5 + 3M_{VR} \cdot 10^{-2}}{P_{PNEU}} \cdot \left(\frac{V_X - V_{WIND}}{100} \right)^2 \right] \quad (9.5)$$

Na equação (9.5), a constante k_1 varia em função do tipo de pneu, no caso de pneus radiais vale 0.8. Na mesma expressão, P_{PNEU} é a pressão dos pneus em kPa, M_{VR} é a massa do veículo carregado por roda em kg, V_X e V_{WIND} nessa expressão são dados em km/h. Ainda com base na figura 9.1, a força resistente devido a inclinação da pista pode ser obtida em função do ângulo de inclinação β ou através da inclinação percentual utilizada para uma rampa com comprimento padronizado, ou seja:

$$F_{incl} = M_v \cdot g \cdot \sin \beta = M_v \cdot g \cdot (\text{Incl } (\%) / 100) \quad (9.6)$$

sendo que a inclinação percentual pode ser determinada por:

$$\text{Incl } (\%) = (h \cdot 100) / c \quad (9.7)$$

Na equação (9.7), h é o declive e a constante c é o comprimento padronizado da rampa (c vale 100 metros). A tabela 9.1 apresenta os valores percentuais de inclinação obtidos com base nos ângulos de inclinação da pista.

Tabela 9.1 – Inclinação percentual da pista em função dos ângulos.

β	Incl (%)
1°	1,74 [%]
2°	3,48 [%]
3°	5,23 [%]
4°	6,97 [%]
5°	8,71 [%]

E, por último, a força devida à aceleração do veículo, que pode ser obtida pela equação (9.8):

$$F_{\text{acel } (t)} = M_v \cdot d/dt V_{X(t)} \quad (9.8)$$

No tocante à força de tração F_t , uma vez que se trata de um pneu elástico, para que ocorra a força de contato pneu-pista, deve haver um escorregamento s não nulo, de maneira que o coeficiente de atrito varie em função deste escorregamento, ou seja:

$$\mu_{rr} = f(s) \quad (9.9)$$

Na figura 9.2 ilustram-se os comportamentos dos coeficientes de atrito estático e dinâmico em função do escorregamento.

Figura 9.2 – Comportamento dos coeficientes de atrito estático e dinâmico.

O escorregamento s pode ser obtido por

$$s = \left| \frac{r_d \cdot \omega - V_x}{r_d \cdot \omega} \right| \quad (9.10)$$

Figura 9.3 – Detalhamento da roda.

Na figura 9.3 são apresentados os seguintes parâmetros:

- r_0 → raio da roda sem deformação.
- r → raio da roda com deformação.
- r_d → raio da roda efetivo.
- e_{DIANT} → deslocamento do ponto de força normal.
- F_{ZDIANT} → força normal.

A deformação do pneu pode ser estimada como

$$\rho = r_0 - r \quad (9.11)$$

E o raio efetivo da roda pode ser aproximado por:

$$r_d = r_0 - (\rho/3) \quad (9.12)$$

Devido à deformação do pneu, o ponto da força de contato da roda ao solo sofre um deslocamento do centro da roda. Assim, a força de tração pode ser obtida pelo coeficiente de atrito dinâmico e pela força normal exercida na roda dianteira.

$$F_t = F_{DIANTZ} \cdot \mu_{rr} \quad (9.13)$$

Desta maneira, a potência resistente total P_R , calculada a partir da força resistente total na equação (9.2), se torna:

$$P_R = F_R \cdot V_X \quad (9.14)$$

Onde V_X , como dito anteriormente, é a velocidade do veículo em m/s. Assim, temos que o torque resistente é calculado em (9.15):

$$T_R = P_R / \omega_{RODA} \quad (9.15)$$

Onde ω_{RODA} é a velocidade angular da roda e pode ser determinada por:

$$\omega_{RODA} = V_X \cdot 30 \cdot 0,104 / (\pi \cdot r_d) \quad (9.16)$$

Para o cálculo da força, potência e torque resistentes, foi utilizado um veículo de passeio convencional. Os dados do veículo, como também os dados de desempenho, são apresentados a seguir.

Dados do Veículo:

Massa do veículo (M_V):	1325 [kg]
Área frontal (A_f):	2,57 [m ²]
Coef. de arrasto aerodinâmico (C_d):	0,26
Coeficiente de atrito dinâmico (μ_{rr}):	0,0107
Altura do centro de gravidade ($h_{C.G.}$):	0,5 [m]
Pressão dos pneus (P_{PNEU}):	207 [kBar]
Raio da roda com deformação (r_d):	0,3 [m]
Massa por roda (M_{VR}):	331,25 [kg]
Velocidade regime (V_F):	50 [km/h]
Tempo de aceleração (t_{acel}):	10 [s]
Ângulo de inclinação da pista (β):	0-5°

As variáveis F_{ad} , F_{rr} , F_{incl} e F_{acel} foram avaliadas separadamente em função de seus parâmetros. A figura 9.4 ilustra a dependência da força de arrasto aerodinâmico em função dos coeficientes de arrasto e da densidade do ar utilizando-se valores típicos. Na figura 9.5 observa-se a variação da força resistente de rodagem em função do ângulo de inclinação e do coeficiente de atrito dinâmico.

Figura 9.4 - $F_{ad} = f(\rho_{ar}, C_d)$.

Figura 9.5 - $F_{rr} = f(\mu_{rr}, \beta)$.

Na figura 9.6, observa-se o comportamento da força resistente devido à inclinação da pista e da massa do veículo. E, na figura 9.7, temos o comportamento da força de aceleração em função da massa do veículo e sua aceleração.

Figura 9.6 - $F_{Incl} = f(M_v, \beta)$.

Figura 9.7 - $F_{acel} = f(M_v, a_{cel})$.

Os coeficientes de atrito, em todos os gráficos, variaram numa faixa entre 0 à 0,1, os ângulos de inclinação da pista entre 0° e 5° e a massa do veículo entre 1200 e 1400 kg. De posse dos dados do veículo e dos parâmetros da pista de rolagem, foi possível obter o gráfico da figura 9.8 com os valores de torque da topologia e o torque resistente da pista para várias inclinações considerando-se relação de velocidade de 1:1.

Figura 9.8 – Torque do motor e resistente para diversos ângulos de inclinação da pista.

De posse dos parâmetros massa do veículo, área frontal do veículo, coeficiente de arrasto aerodinâmico, coeficiente de atrito dinâmico e ângulo da pista, através da equação (9.15), foi possível realizar uma análise das variações obtidas na potência resistente de tração total em função de um aumento percentual em um dos cinco parâmetros mencionados.

Figura 9.9 – Variação da potência resistente para variação percentual dos parâmetros.

Observam-se, conforme os dados ilustrados na figura 9.9, os resultados da potência resistente total em função das variações percentuais em cada parâmetro. Lembrando que na análise número 1 em particular, foram mantidos os dados originais do veículo em questão, sem variação de nenhum dos parâmetros. Nesta análise observa-se que o valor calculado da potência resistente foi de 6745 W. Na tabela 9.2 apresentam-se os parâmetros que foram alterados, a variação percentual que sofreram e a variação percentual na potência de tração.

Tabela 9.2 – Parâmetros de tração.

PARÂMETROS	$\Delta\%$	$\Delta\% P_R$
Massa do veículo	10	6,85%
Área frontal	10	2,58%
Coef. arrasto aerod	50	12%
Coef. atrito dinâmico	50	12%
Ângulo da pista	5	12%

APÊNDICE B – PERDAS NA MÁQUINA ELÉTRICA.

A potência dissipada total do motor pode ser calculada por (GIERAS, 2008):

$$P_{TOTAL} = P_{COBRE_ARM} + P_{COBRE_EXC} + P_{FE} + P_{MEC} \text{ [W]} \quad (9.17)$$

Onde P_{COBRE_ARM} e P_{COBRE_EXC} são as perdas Joule nos enrolamentos da armadura e no enrolamento de excitação, respectivamente, P_{FE} é a perda total no ferro total e P_{MEC} é a perda de potência mecânica na forma de atrito. As perdas no cobre (para os dois lados) no enrolamento da armadura é proporcional a resistência elétrica R_1 e a respectiva corrente elétrica I_A que atravessa os condutores. Assim temos que:

$$P_{COBRE_ARM} = 3 \cdot (R_{1_FASE}) \cdot I_A^2 \text{ [W]} \quad (9.18)$$

Na equação (9.18), o fator 3 refere-se à perda trifásica, R_{1_FASE} é a resistência elétrica de uma fase dos dois estatores em série, e I_A é a corrente nominal da armadura.

Números de espiras por fase – 2 estatores (N_{1_FASE}).....	760 [esp]
Bitola do fio:.....	4 x 18 [AWG]
Resistência elétrica total por fase - 2 estatores.....	0,71 [Ω]
Corrente elétrica (I_A).....	14,5 [A]

No enrolamento de excitação, as perdas nas quatro bobinas de excitação (duas por lado, de tamanhos diferentes), podem ser estimadas por:

$$P_{COBRE_EXC} = R_{EXC} \cdot I_{EXC}^2 = 2 \cdot N_{ESP_EXC} \cdot \frac{\rho_{Cu(^{\circ}C)} \cdot L_{MT_EXC}}{S_{FIO_EXC}} \cdot I_{EXC}^2 \text{ [W]} \quad (9.19)$$

Bitola do Fio:.....20 [AWG]
 Secção transversal do Fio (S_{FIO_EXC}):.....0,52 [mm²]
 Número de espiras do enrolamento de excitação (N_{EXC_ELET}):.....240 [esp]
 Comprimento médio da bobina ($L_{MEDIO_EXC_EXT}$):.....1087.10⁻³ [m]
 Comprimento médio da bobina ($L_{MEDIO_EXC_INT}$):.....706,85.10⁻³ [m]
 Corrente elétrica (I_{EXC}):.....3,85 [A]

Somando-se as perdas na cobre da armadura e do enrolamento de excitação temos que a perda no cobre se torna:

$$P_{COBRE} = P_{COBRE_ARM} + P_{COBRE_EXC} \quad [W] \quad (9.20)$$

Para o cálculo das perdas no material ferromagnético, foram considerados os coeficientes harmônicos de campo obtidos na simulação transitória via software de elementos finitos até a 40^a harmônica. Primeiramente, foram calculadas as perdas histeréticas e Foucault, ambas sob fluxo puramente senoidal na frequência nominal e, posteriormente, sob as induções harmônicas. As perdas Foucault, em W/kg, sob indução senoidal, podem ser calculadas pela equação (9.21)

$$P_{FOUC_SEN} = \left(\pi / 6\right)^2 \cdot \left(\rho_{FE}^2 / \sigma_{FE}\right) \cdot \left(f^2\right) \cdot \left(e_{CHAPA}\right)^2 \cdot B_{gh} \quad [W / kg] \quad (9.21)$$

Na equação (9.21), o fator ρ_{Fe} representa a densidade volumétrica do ferro, em kg/m³, σ_{Fe} a condutividade elétrica, em Siemens/m, f é a frequência nominal, em Hertz, e_{CHAPA} é a espessura da chapa, em mm e B_{gh} é indução harmônica no entreferro, em Tesla. Para uma massa de ferro específica m_{fe} , as perdas Foucault totais, em Watts, se tornam:

$$P_{F_{sen}} = P_{FOUC_SEN} \cdot m_{fe} \quad [W] \quad (9.22)$$

Os dados do material ferromagnético são fornecidos a seguir:

Densidade volumétrica (ρ_{Fe}).....	7600 [kg/m ³]
Condutividade elétrica (σ_{Fe}).....	$3,3 \times 10^6$ [S/m]
Espessura da chapa (e_{CHAPA}).....	0,5 [mm]
Coeficiente de Richter (ϵ_R).....	3,8
Massa de ferro das armaduras e do rotor (m_{fe}).....	21 [kg]

Sob indução não senoidal, um fator de distorção da forma de onda η_d deve ser considerado. Assim, temos:

$$\eta_d = \sqrt{\sum_1^{40} \left[h \cdot \frac{B_{gh}}{B_{g1}} \right]^2} \quad (9.23)$$

Assim, as perdas Foucault por fluxo não senoidal, podem ser calculadas por:

$$P_{FOUC_NAO_SEN} = P_{FOUC_SEN} \cdot (\eta_d)^2 \quad [W / kg] \quad (9.24)$$

Para uma massa de ferro específica, m_{fe} as perdas Foucault sob indução não senoidal, podem ser calculadas pela equação:

$$PF_{naosen} = P_{FOUC_NAO_SEN} \cdot m_{fe} \quad [W] \quad (9.25)$$

Então, as perdas Foucault totais podem ser calculadas por:

$$PF = PF_{sen} + PF_{naosen} \quad [W] \quad (9.26)$$

No tocante as perdas histeréticas sob ação senoidal em W/kg e perdas totais, em watts, onde ϵ_R é o coeficiente de Richter, temos respectivamente:

$$P_{HIST_SEN} = \epsilon_R \cdot \frac{f}{100} \cdot (B_{gh})^2 \quad [W / kg] \quad (9.27)$$

e

$$P_{H_{sen}} = P_{HIST_SEN} \cdot m_{fe} [W] \quad (9.28)$$

As perdas histeréticas sob fluxo não senoidal podem ser calculadas por:

$$P_{HIST_NAO_SEN} = P_{HIST_SEN} \cdot (\eta_d)^2 [W / kg] \quad (9.29)$$

E as perdas totais são

$$P_{H_{naosen}} = P_{HIST_SEN} \cdot m_{fe} [W] \quad (9.30)$$

Assim as perdas histeréticas totais são obtidas como:

$$P_H = P_{H_{sen}} + P_{H_{naosen}} [W] \quad (9.31)$$

Somando-se as perdas Foucault e as histeréticas senoidais e não senoidais, as perdas no ferro se tornam:

$$P_{FE} = P_{F_{sen}} + P_{F_{naosen}} + P_{H_{sen}} + P_{H_{naosen}} [W] \quad (9.32)$$

As perdas mecânicas são causadas principalmente pelo atrito entre o eixo e os mancais de rolamento e em nosso caso foram estimadas como uma porcentagem da potência nominal da máquina, ou seja:

$$P_{MEC} = 0,05 \cdot P_N [W] \quad (9.33)$$

As perdas da máquina a frequência de 120 Hz e suas respectivas harmônicas (até a 40ª harmônica), sob indução de 0,65 T e de 0,325 T foram calculadas, plotadas e apresentadas na figura 9.10:

Figura 9.10 – Perdas detalhadas da máquina.

a) 120 Hz – condição nominal.

b) 120 Hz – enfraquecimento de campo.

APÊNDICE C – ÍMÃS PERMANENTES.

A metodologia para seleção de ímãs permanentes consiste basicamente em uma correta determinação das dimensões dos mesmos, bem como o nível de indução desejado no entreferro das máquinas. Devido à quantidade de parâmetros envolvidos (tabela 9.3), a etapa de seleção do ímã não é uma tarefa muito fácil, tendo em vista que cada projetista conduzirá esta etapa de acordo com seus propósitos e suas necessidades específicas de projeto, privilegiando a escolha de um parâmetro em detrimento de outro. É de conhecimento que os primeiros ímãs permanentes, empregados em sistemas de excitação de máquinas elétricas eram compostos de cromo-tungstênio e cromo-cobalto; no entanto, apresentavam baixos níveis de energia (GIGNOUX; SCHLENKER, 2005). Além disso, os aços elétricos possuíam baixa permeabilidade e, em decorrência desta limitação, apresentavam desempenho bastante insatisfatório, tornando a utilização de ímãs permanentes para esta finalidade bastante desencorajada naquele momento. A idéia ressurgiu principalmente aos avanços obtidos no campo da metalurgia do pó, possibilitando o desenvolvimento e a obtenção de ímãs permanentes com maior energia: em ordem cronológica ímãs de Alnico na década de 30, ímãs de ferrites duras na década de 50, ímãs de SmCo na década de 60 e 70 e NdFeB posteriormente na década de 80 (figura 9.11).

Figura 9.11 – Evolução. Energia x Período (GIGNOUX; SCHLENKER, 2005).

Figura 9.12 - Mercado de ímãs permanentes por dispositivos (BOCHENKOV; LUTZ, 2004).

Como sabemos, há mais de meio século, os ímãs permanentes são empregados em centenas de aplicações industriais, como, por exemplo, máquinas elétricas, alto-falantes, equipamentos de ressonância magnética, esteiras separadoras entre outros. Em 2004, a maior parcela de utilização de ímãs permanentes era no setor destinado a montagem de discos rígidos e sua produção era estimada em torno de 57% da fabricação mundial de ímãs, enquanto que 11% da produção destinavam-se a utilização em equipamentos hospitalares de ressonância magnética, 5% na montagem de alto-falantes, 10% da produção em aplicações diversas como esteiras magnéticas, ímãs de geladeira e 17% da produção total eram destinadas a fabricação de motores e geradores elétricos (BOCHENKOV;LUTZ,2004) de acordo com a figura 9.12. Na etapa de seleção, os principais critérios a serem analisados, não necessariamente nesta ordem, são o custo, a energia, a relação custo x energia, remanência, temperatura máxima de trabalho e espessura. Como ponto de partida, foram selecionados os tipos mais comuns fabricados e utilizados atualmente, que são os ímãs de ferrite, de AlNiCo (alumínio – níquel – cobalto), de NdFeB sinterizados e aglomerados (neodímio – ferro – boro) e de SmCo sinterizados e aglomerados (samário – cobalto). Os dois últimos grupos são conhecidos também como ímãs de terras raras.

Na família dos ímãs de ferrite, podemos citar as seguintes características:

- A presença de elementos como óxido de ferro do tipo $XO \cdot 6Fe_2O_3$ onde X representa alguns elementos pesados como, por exemplo, bário, zircônio.
- Apresentam a menor densidade remanente entre os grupos mencionados, em torno de 0,4 Tesla.
- Seu processo de fabricação é considerado simples.

- Dentre os ímãs mencionados, são os que apresentam menor custo.
- Apresentam boa estabilidade magnética a longo prazo e, pelo motivo de possuírem óxido em sua formulação, apresentam boa resistência a corrosão.
- A principal desvantagem deve-se ao fato de apresentar baixa coercitividade que está em torno de 175 kA/m.

As principais características dos ímãs de AlNiCo são:

- Recomendável em aplicações em altas temperaturas, da ordem de 500 °C, sendo essa uma das suas principais vantagens.
- Grande aplicação em instrumentos de medição e em sensores do tipo indutivo.
- Como principal desvantagem, podemos citar a mais baixa coercitividade entre os outros ímãs, 48 kA/m.
- Ótima estabilidade térmica (α_{BR}), da ordem de -0,02/°C.

Em relação aos ímãs de samário-cobalto podemos destacar:

- A presença de elementos como cobre, ferro e zinco em sua composição química.
- Samário é o elemento mais caro utilizado na produção de ímãs.
- Cobalto tem uma elevada temperatura de Curie, porém é um material difícil de ser encontrado na natureza, tornando-se, conseqüentemente, um material muito caro.
- Estes ímãs são considerados de alto desempenho, utilizados principalmente em aplicações para o setor militar.
- Muito utilizados em servo-motores e acoplamentos magnéticos.

Em relação aos ímãs de NdFeB, podemos citar:

- Como os ímãs de samário-cobalto, são fabricados na forma aglomerada e sinterizada.
- Como desvantagem possui baixa temperatura de Curie e também são facilmente oxidados quando expostos ao ar, havendo a necessidade de revestimento com uma camada de proteção adicional na superfície do ímã.
- Na forma aglomerada, é altamente empregado em motores de discos-rígidos e na forma sinterizada em alto-falantes.

A tabela 9.3 sintetiza as principais características e os valores típicos dos quatro ímãs mencionados (alguns na forma aglomerada e sinterizada) como é o caso dos ímãs de NdFeB e dos ímãs de SmCo, nas formas aglomerada e sinterizada.

Tabela 9.3 – Principais ímãs permanentes.

PARÂMETRO	IMÃS PERMANENTES			
	MAIS BAIXO	BAIXO	ALTO	MAIS ALTO
CUSTO	Ferrite	AlNiCo	NdFeBSINT	SmCo SINT
	NdFeBAGL		SmCo AGL	
ENERGIA - (BHmax)	Ferrite	AlNiCo	SmCo SINT	NdFeBSINT
	25.5	36	180-225	220-385
		NdFeBAGL	SmCo AGL	
		35-80	56-64	
CUSTO X ENERGIA	Ferrite	AlNiCo	NdFeBSINT	SmCo SINT
		NdFeBAGL	SmCo AGL	
H COERCITIVO	AlNiCo	Ferrite	SmCo SINT	NdFeBSINT
	48	175	690-820	800-1500
			SmCo AGL	NdFeBAGL
			360-416	310-460
B REMANENTE	Ferrite	SmCo SINT	NdFeBSINT	AlNiCo
	0.365	0.95 - 1.15	0.7 - 1.41	1.45
		SmCo AGL	NdFeBAGL	
		0.55 - 0.59	0.45 - 0.68	
MAXIMA TEMPERATURA DE SERVIÇO	NdFeBSINT	Ferrite	SmCo SINT	AlNiCo
	100 - 180	200	250 - 300	450
	SmCo AGL	NdFeBAGL		
	80	150		
COEFICIENTE DE TEMPERATURA REVERSA α_B	AlNiCo	SmCo SINT	NdFeBSINT	Ferrite
	-0,02	-0,04	-0,1	-0,2
		SmCo AGL	NdFeBAGL	
		-0,04	-0,1	
ESTABILIDADE - DIFERENT. TEMPERATURAS	Ferrite	NdFeBSINT	SmCo SINT	AlNiCo
		NdFeBAGL	SmCo AGL	
TEMPERATURA DE CURIE	NdFeBAGL	Ferrite	SmCo SINT	AlNiCo
	340	450	725-800	860
	NdFeBSINT		SmCo AGL	
	310		725	
RESISTÊNCIA ELÉTRICA ESPECÍFICA (Ohm.m)	Ferrite	AlNiCo	SmCo SINT	NdFeBSINT
	$> 10^4$	$(0,44-0,7).10^6$	$(0,75-0,9).10^6$	$(1,2-1,6).10^6$
			SmCo AGL	
			$> (0,5-0,6).10^6$	
RESISTÊNCIA MECÂNICA	Ferrite	SmCo SINT	NdFeBSINT	AlNiCo
		SmCo AGL		AlNiCo
RESISTÊNCIA A CORROSÃO	NdFeBAGL	SmCo SINT	AlNiCo	Ferrite
		SmCo AGL		

Observando-se a tabela, verifica-se um elevado desempenho dos ímãs de NdFeB sinterizados comparado ao grupo. Comparando-se os valores de campo coercitivo,

possuem os maiores valores e, no tocante a densidade de fluxo residual, possuem excelentes níveis. Na figura 9.13, apresentam-se de forma resumida os principais ímãs com os respectivos valores de campo coercitivo e densidade de fluxo residual.

Figura 9.13 – Análise comparativa dos principais ímãs permanentes (KRISHNAN, 2010)

Dos ímãs permanentes disponíveis atualmente no mercado, os ímãs de NdFeB do tipo sinterizado, são os que apresentam a melhor energia (BH_{MAX}), ou seja, uma relação indução residual x intensidade de campo coercitivo. Este último é um fator extremamente importante na aplicação em motores *brushless* tendo em vista os riscos de desmagnetização dependendo do arranjo em que o ímã é alojado.

APÊNDICE D – DESENHO FINAL DA TOPOLOGIA

Figura 9.14 – Desenho final da topologia.

APÊNDICE E – ARQUITETURAS DE VEÍCULOS HÍBRIDOS MAIS COMUNS

ARQUITETURA HÍBRIDA SÉRIE.

O nome série se refere à maneira na qual o motor de combustão interna está localizado em relação ao motor de tração elétrico. Apesar de sua eficiência, os sistemas de tração série apresentam pouca aplicação em veículos de pequeno porte. As principais razões justificam-se principalmente pelo peso e o preço comparados com as outras arquiteturas. Entretanto, em veículos de grande porte como ônibus e locomotivas, a arquitetura série apresenta bom desempenho e grande aplicação. A figura 9.15 resume as combinações mais comuns na arquitetura série:

Figura 9.15 – Arquiteturas série e os possíveis arranjos.

Figura 9.16 – Arquitetura série com MCI - motores de tração internos as rodas.

- (a) Tração dianteira. (b) Tração dianteira e traseira (c) Arranjo do item a) com 2 inversores.
(d) Arranjo do item b) com 2 Inversores.

Figura 9.17 – Arquitetura série com MCI - motores de tração acoplado as rodas. (a) Tração dianteira. (b) Tração dianteira e traseira (c) Arranjo do item a com 2 inversores. (d) Arranjo do item (b) com 2 inversores.

Figura 9.18 – Arquitetura série com MCI - tração dianteira
arranjo com motor de tração + transmissão + diferencial.

Figura 9.19 – Arquitetura série com célula de combustível - Motores de tração internos as rodas.

(a) Tração dianteira. (b) Tração dianteira e traseira (c) Arranjo do item a) com 2 Inversores.

(d) Arranjo do item b) com 2 Inversores.

Figura 9.20 – Arquitetura série com célula de combustível - Motores de tração acoplados as rodas.

(a) Tração dianteira. (b) Tração dianteira e traseira (c) Arranjo do item a) com 2 Inversores.

(d) Arranjo do item b) com 2 inversores.

Fig. 9.21 – Arquitetura série com célula de combustível - Tração dianteira
arranjo com motor de tração + transmissão + diferencial.

ARQUITETURA HÍBRIDA PARALELA.

Outra arquitetura utilizada em veículos de tração híbrida é a do tipo paralela. Nesta arquitetura, a fonte de energia primária fornece potência mecânica para o eixo de transmissão (pré ou pós) assim como em um veículo de combustão convencional. Além disso, o motor a combustão é assistido paralelamente por um motor elétrico de tração fixado ao mesmo sistema de acoplamento ou em um eixo separado.

Figura 9.22 – Arquitetura paralela e os possíveis arranjos.

(a)

(b)

(c)

(d)

(e)

Figura 9.23 – Arquitetura híbrida paralela com MCI e bateria. (a) Tração dianteira - Arranjo com pré-transm. + transm. + diferencial. (b) Tração dianteira - Arranjo com transm. + pós-transm. + diferencial. (c) Tração dianteira com transmotor. (d) Tração dianteira + Traseira com 2 eixos separados (1 eixo mecânico + 1 eixo elétrico com motores internos as rodas). (e) Tração dianteira + traseira com 2 eixos separados (1 eixo mecânico + 1 eixo elétrico com motores externos as rodas).

ARQUITETURA HÍBRIDA SÉRIE-PARALELA.

A arquitetura série-paralela tem se tornado um padrão na configuração de veículos híbridos de passeios (Emadi, 2005). Nesta arquitetura dois motores/geradores são

integrados dentro do mesmo sistema de tração. A primeira máquina (motor/gerador) realiza a função de motor de arranque e posteriormente a função de alternador que alimentará o banco de baterias e o módulo inversor e a segunda máquina atua como motor de tração para acionamento do veículo. O acoplamento nesta configuração realiza-se através de uma engrenagem do tipo planetária, que basicamente, seleciona qual o eixo será acionado em função das condições de aceleração e velocidade. A figura 9.24 apresenta as diversas possibilidades desta arquitetura:

Figura 9.24 – Arquitetura híbrida série-paralela e diferentes arranjos dos sistemas de tração.

ARQUITETURA HÍBRIDA *PLUG-IN*.

Todas as arquiteturas mencionadas até o momento podem ser classificadas no grupo de veículos na qual a carga das baterias é sempre mantida dentro de um estado específico de carga, permanecendo próximo de sua condição inicial. Entretanto, existe outro tipo de arquitetura do grupo dos híbridos, conhecidos como “*plug-in*” (termo em inglês para “conectados em rede”), na qual as baterias são projetadas para a descarga total e posteriormente podem ser recarregadas também através da rede elétrica, além do sistema regenerativo. As figuras 9.25 (a), (b) e (c) representam respectivamente as arquiteturas paralela, série e série-paralela com sistema *plug-in*.

(a)

(b)

(c)

Fig. 9.25 – Arquiteturas híbridadas *plug-in*.
Esquema de acoplamento dos elementos (a) série. (b) paralela. (c) série-paralela.«